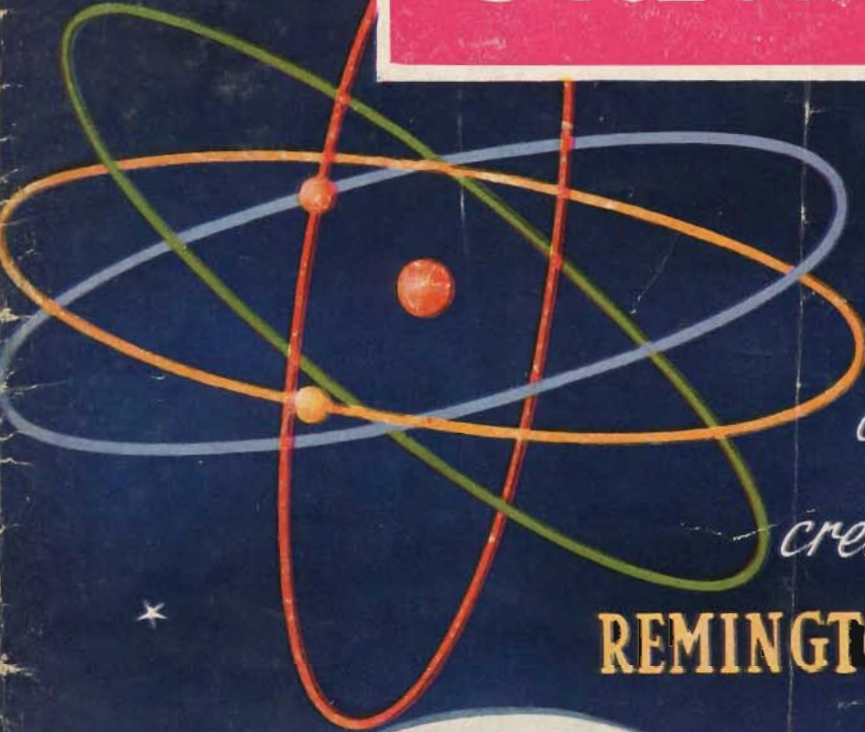
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

l'antenna

NUMERO 6

Anno XXI - Giugno 1949

LIRE DUECENTO

Chassis (telaio montato) 515 NOVA

Efficientissimo 5 valvole (più occhio magico) due gamme d'onda e fono, di modico prezzo, adatto alla costruzione o al rimodernamento di apparecchi radio con materiale di classe.

CARATTERISTICHE PRINCIPAL

GRUPPO di A. F. con sintonia a permeabilità, a taratura bloccata, tipo P8/F a 2 gamme d'onda e fono - VALVOLE PREVISTE: serie americana a 6 Volt 6TE8GT - 6NK7GT - 6Q7GT - 6V6 - 6X5GT - POTENZA D'USCITA 3 W indistorti - SENSIBILITÀ in aereo 16 micro V. per 50 mW. d'uscita, in valor medio - ALTOPARLANTE magnetodinamico tipo Nova RC. 160 a super rendimento - SCALA PARLANTE di grandi dimensioni, con scale graduate in lunghezza d'onda in metri, e in frequenza e coi nominativi delle principali stazioni sia in O.M. che in O.C. Le stazioni nazionali sono raggruppate in un settore separato, atle da dar loro una evidenza particolare.

ALIMENTAZIONE integrale da rete C.A. per tensioni di 110 — 125 — 145 — 160 — 220 V., 42 ÷ 50 Hz. Cambiatensione di manovra semplice ed immediata - COMANDO DI SINTONIA a forte demoltiplica, contenuta nel gruppo AF, di funzionamento dolce e sicuro - COMANDI DI VOLUME e di tono a potenziometro, con interruttore di rete combinato al comando di tono - PRESA PER FONO-RIVELATORE (pick-up) - Possibilità di sistemare sullo chassis con minime modifiche fino a 7 zoccoli per valvole. Spazio previsto per un trasformatore di alimentazione più grande - Possibilità immediata di applicare alla scala l'occhio magico.

Esiste un secondo chassis, il modello 517 a 7 valvole più occhio magico, con push-pull 6V6 finale adattissimo per radiogrammofoni.

CHIEDETE INFORMAZIONI E PREZZI AL VOSTRO RIVENDITORE O A:

NOVA PIAZZALE CADORNA 11 - MILANO - TELEFONO 12.284

NUMERO 6 **GIUGNO 1949**

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE

SOMMARIO

pag.

Registratori magnetici dei suoni *di N. Callegari* 231

Ricevitore supereterodina a nove tubi *di E. Viganò* 234

Il Canale video-audio in televisione (parte prima) *di A. Nicolich* . 235

Supereteradina con alimentazione a batterie *di E. Viganò* . . . 237

Amplificatore per tarature di circuiti oscillanti AF mediante battimento *di G. Zanardo* 238

Filtri di livellamento e stabilizzazione di tensione *di Brida Egon* 241

Ricevitore portatile supereterodina a quattro tubi serie Rimlock *di G. Della Favera* 245

Soluzione grafica per amplificatori con uscita catodica *di H. L. Krauss* 246

Oscillatori modulati in frequenza con una sola valvola *di R. C. Johnson* 249

Consufenza *di EVi* 250

Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 72-908 - 70.29.08
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 200;** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2000 più 60** (3 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 4000 + 120.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

R 118

Radio - Fono - Micro - Incisore con trasduttore telefonico bilaterale

Possibilità di registrazione via radio - fono - micro su filo magnetico e possibilità di ascolto immediato dell'avvenuta registrazione.

Cancellazione elettromagnetica dei brani registrati allo scopo della riutilizzazione del filo a nuova registrazione.

Cancellazione automatica effettuando una nuova registrazione.

Complesso 16 valvole più occhio magico per controllo sintonia e modulazione, composto di: microfono elettrodinamico, preamplificatore, registratore magnetico AIR KING, sintonizzatore su quattro gamme d'onda, c. a. v. alta e bassa frequenza, alta fedeltà di riproduzione.

Potenza d'uscita 12 Watt.

Stadio preselettore alta frequenza.

Trasduttore telefonico bilaterale per la registrazione delle conversazioni telefoniche di particolare interesse.

Tempi di registrazione forniti da rocchetti con filo per un quarto d'ora, mezz'ora, un'ora, un'ora e mezza.

Mobile particolarmente curato data la qualità del complesso.

Corredo dell'apparecchio: 4 rocchetti filo per la durata complessiva di due ore.

R.R.R. Radio Rappresentanze Riunite

Ufficio Tecnico Commerciale

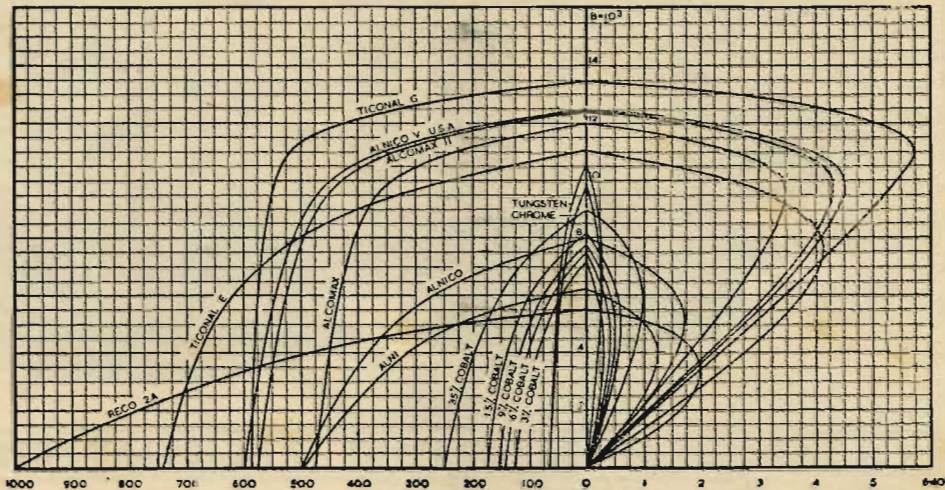
M I L A N O Via Ciro Menotti 28 - Tel. 26.70.09

ELETTROACUSTICA EMME

"TICONAL"

PRODUZIONE DELLA MULLARD ELECTRONIC PRODUCTS LTD. DI LONDRA

LE CALAMITE PERMANENTI DI MASSIMO RENDIMENTO

CURVE CARATTERISTICHE PUBBLICATE DAI COSTRUTTORI DELLE PRINCIPALI LEGHE MAGNETICHE.

Da "JOURNAL OF THE BRITISH INSTITUTION OF RADIO ENGINEERS,,.

Fra le più moderne leghe anisotropiche per calamite permanenti una posizione preminente è tenuta dal TICONAL "G,, *la cui efficienza non è ancora superata da alcuna altra lega. Infatti, con un (BH) massimo di 5,7×10⁶, a pari volume una calamita in* TICONAL "G,, *possiede una energia magnetica superiore a quella di qualsiasi altra calamita finora ottenibile. I valori corrispondenti alla massima energia (B lav.=11.000, H lav.=520, Br=13.480, Hc 583) hanno un rapporto ottimo per tutte le applicazioni in cui la forza smagnetizzante non sia eccessiva (altoparlanti, microfoni, pick-up, strumenti di misura, telefoni, contatori, e in generale applicazioni a traferro costante).*
Per altre applicazioni, come dinamocicli, alternatori, motori e in generale quelle a traferro variabile è particolarmente adatto il TICONAL "E,, *le cui caratteristiche sono: (BH) max.=4,1×10⁶, B lav.=7500, H lav.=550, Br=11.700, Hc=740.*

Con l'uso appropriato di una di queste leghe si riesce sempre ad ottenere un magnete che sostituisca a parità di efficienza le calamite di qualsiasi altra lega, e che presenti inoltre i seguenti vantaggi:

1 - Riduzione di peso
2 - Riduzione di volume
3 - Riduzione di costo
4 - Assoluta costanza nel tempo
5 - Resistenza alle sollecitazioni termiche e meccaniche.

Questi vantaggi sono talmente importanti che all'estero le leghe anisotropiche ad alta efficienza hanno in gran parte sostituito quelle meno efficienti.
Tuttavia in molti casi non si tratta di una semplice sostituzione, poichè i migliori risultati sono il frutto di una stretta collaborazione tra il fabbricante di calamita e il suo cliente.

Questa collaborazione è uno degli scopi principali della SIPREL la quale essendo in stretto e continuo contatto coi laboratori della Mullard Electronic Products di Londra è in grado di consigliare i fabbricanti sulla migliore realizzazione delle loro calamite e di ottenere rapidamente campioni e forniture.

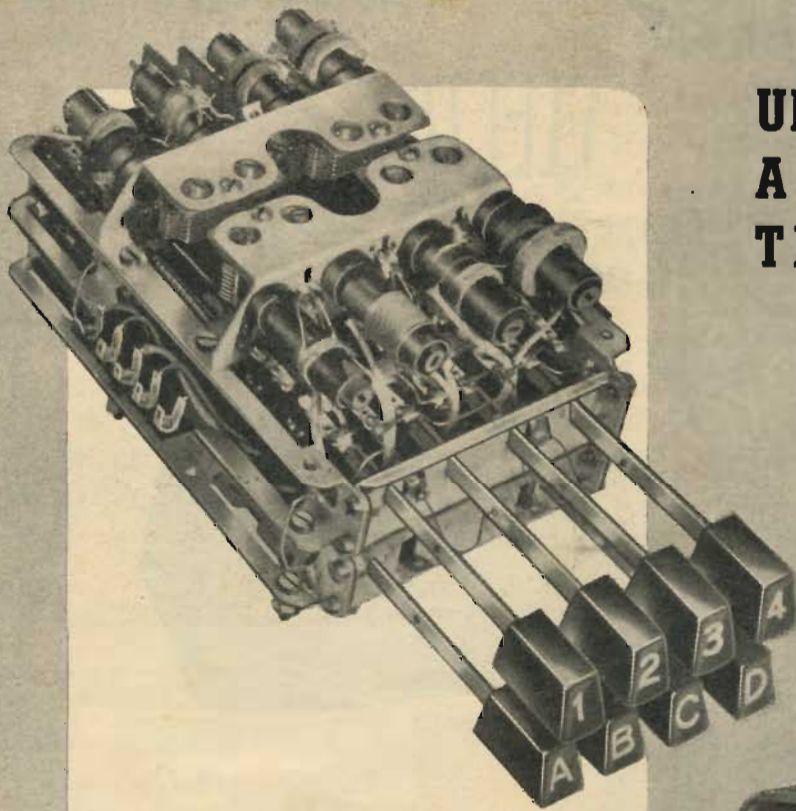
La SIPREL, *quale diretta importatrice, pone la merce a disposizione dei sigg. Clienti franco suo magazzino Milano, dal quale è normalmente in grado di eseguire pronte consegne per i tipi di magneti normalizzati. L'Ufficio Tecnico della* SIPREL *è inoltre a disposizione dei sigg. Costruttori per progetti e misure, ed è in grado di eseguire gratuitamente la magnetizzazione di calamite del peso massimo di Kg. 5.*

Tutti i magneti TICONAL della Mullard Electronic Products sono garantiti di qualità uniforme entro il ± 5% dei valori magnetici indicati.

L'APPROVVIGIONAMENTO È REGOLARE E I PREZZI CONVENIENTI

Rappresentante esclusiva per l'Italia

Società Italiana Prodotti Elettronici SIPREL

MILANO - Piazza E. Duse, 2 - Tel. 23.453 - 21.362

UNA BRILLANTE AFFERMAZIONE TECNICA...
nel campo della radio è il gruppo di alta frequenza a 16 gamme di onda con commutazione a tastiera e per ricezione continua da 11,2 a 580 m
realizzato dalla CGE
per i 2 apparecchi fuori classe della sua serie radio:
1
2
3
4
A
B
C
D
CGE 185 Radioricevitore di lusso a 5 valvole con indicatore di sintonia.
CGE 787 Radiofonografo a 6 valvole con indicatore di sintonia, in elegante mobile con bar e discoteca.
In questi apparecchi, notevoli per le loro particolarità costruttive, la commutazione a tastiera consente il passaggio da una banda d'onda ad un'altra qualsiasi con la manovra di due soli tasti.
CGE
Radio
COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITÀ - MILANO

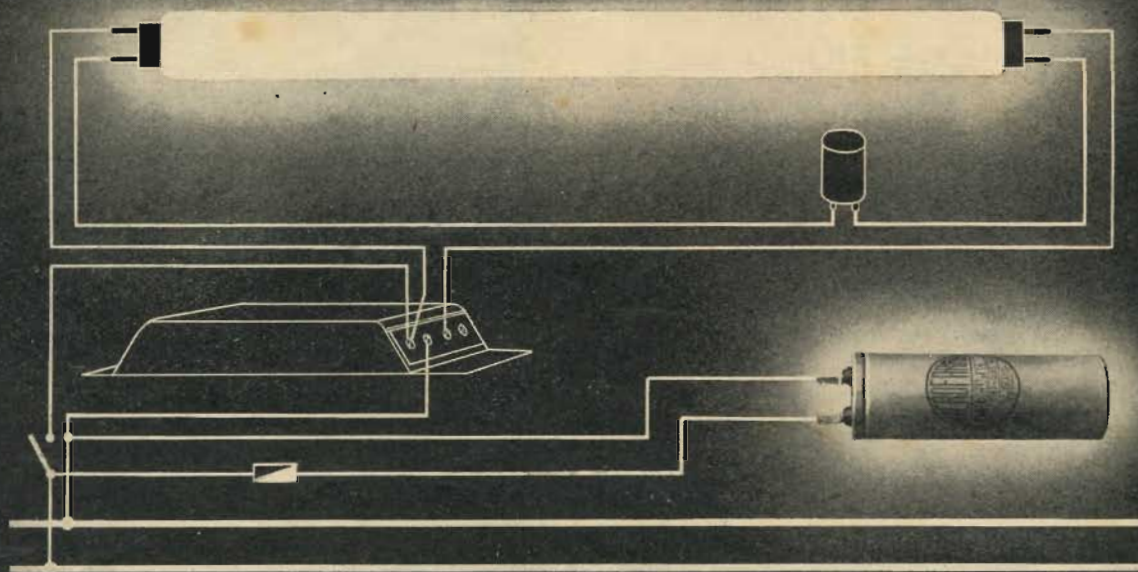
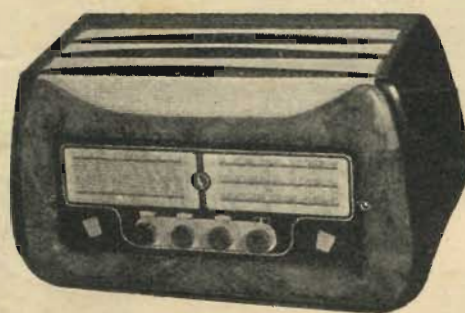
A. GALIMBERTI

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

MILANO

VIA STRADIVARI 7 - TELEF. 20.40.83

MOD. 548

5 valvole - 4 gamme d'onda - Altoparlante magnetodinamico - Scala grande in cristallo - Alimentazione per tutte le reti a corrente alternata - Mobile di gran lusso.

Rifasate le vostre lampade fluorescenti con **CONDENSATORI MICROFARAD**
Consulenza gratuita. Chiedete cataloghi e listini
Via Derganino 20 - Telefoni 97077 - 97114 - **Milano**

Laboratorio Terlano della

F. E. S. s. r. l. Terlano (Bolzano)

Unica fabbrica in Italia di:

TERMISTORI CAPILLARI

usati come avviatori di protezione per apparecchi radio

Esclusiva per l'Italia

GIO. NEUMANN & C. S. R. L.

Piazza della Repubblica, 9

MILANO - Telefono 64.742

*La "**LAEL**" ha il piacere di comunicare alla Spettabile ed affezionata Clientela che a datare dal 1° Agosto p.v. assumerá in proprio le vendite degli strumenti di misura da essa fabbricati.*

Prega pertanto tutti gli interessati ad acquisti, chiarimenti consigli in merito agli strumenti stessi di volersi rivolgere direttamente alla sua sede di Milano:

Corso XXII Marzo 6

Telefono 58.56.62

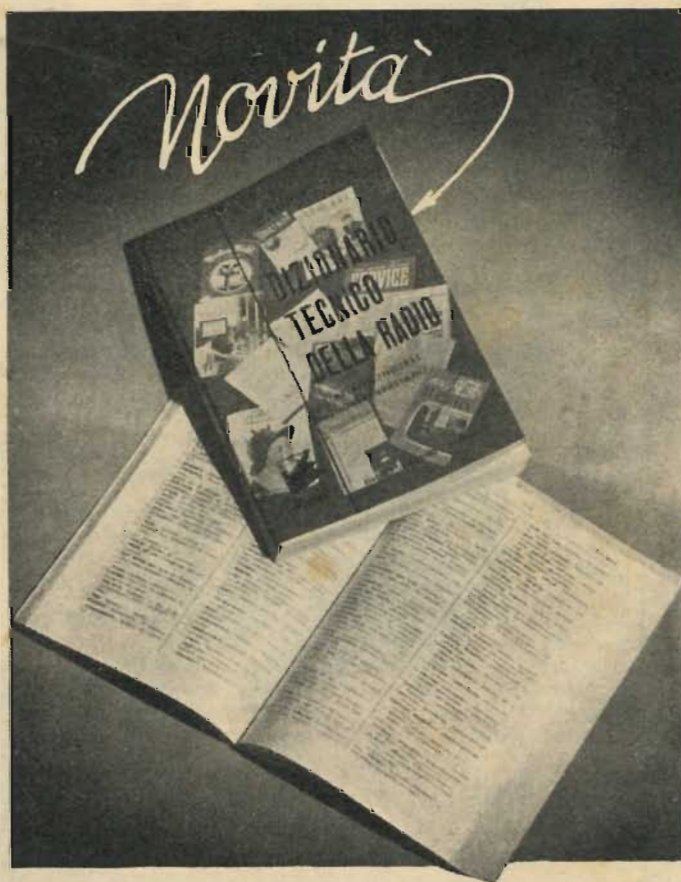
DIZIONARIO TECNICO DELLA RADIO

ITALIANO - INGLESE   INGLESE - ITALIANO

Abbreviazioni
Simboli
Vocaboli

della letteratara radiotecnica anglosassone, condensati in circa trecento pagine di fitta composizione tipografica.

Tabelle di conversione

delle misure anglosassoni nelle misure metriche decimali, raccolte per la prima volta in un'opera del genere.

Indispensabile

ai tecnici, agli studiosi, ai dilettanti, a tutti coloro che quotidianamente si trovano a contatto con pubblicazioni tecniche anglosassoni.

In vendita

presso le principali librerie e presso la Editrice IL ROSTRO - Milano - Via Senato 24 - Tel. 72.908

in due edizioni

legato in cartoncino con elegante sovraccoperta a due colori   Lire **900**

legato in tutta tela con impressioni in oro e sovraccoperta a due colori, stampato in carta speciale tipo india   Lire **1.100**

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

REGISTRATORI MAGNETICI DEI SUONI

(6363)

di Nazzareno Callegari

PREMESSA

Uno studio storico della registrazione magnetica dei suoni sarebbe certo oltremodo interessante, risalendo alle sue vetuste origini ed saminando uno per uno tutti i passi che ci hanno portato dal semplice registratore magnetico a filo di acciaio, senza amplificatori, il « telegrafono » di V. Poulsen presentato alla Esposizione Universale di Parigi nel 1900, al moderno registratore che dispone di forti amplificazioni tanto nella registrazione quanto nella riproduzione dei suoni registrati.

Lo spazio limitato non ci permette che di trattare lo studio dei registratori magnetici dal solo punto di vista pratico ed utilitario, ci limiteremo perciò ad esprimere il nostro ammirato stupore per quei pionieri che avendo a propria disposizione mezzi tanto limitati e imperfetti riuscirono ugualmente ad ottenere risultati che sin da allora si imposero all'attenzione del mondo scientifico e persino del grande pubblico profano.

Ci accontenteremo pertanto di dare, a scopo di orientamento, uno sguardo retrospettivo alla situazione della registrazione magnetica di tre lustri orsono. I registratori magnetici si suddividevano, come tutt'ora, in due categorie principali, ossia in registratori a filo e registratori a nastro. Il filo dei primi, diametri a parte, non si differenziava troppo dall'attuale, il nastro invece, mentre ora è costituito da un film di celluloide o di carta su cui è depositato uno strato sottilissimo di materiale magnetico, era invece un vero e proprio nastro di acciaio.

La magnetizzazione, nella fase di registrazione, era perloppiù trasversale (ossia nel senso dello spessore del filo o del nastro) e nello stesso senso avveniva la rivelazione. La smagnetizzazione, per rimettere il filo od il nastro in condizione di poter fare una successiva registrazione o, in altri termini, per cancellare la registrazione precedente, si otteneva sottoponendolo ad un primo campo magnetico continuo intenso che lo portava alla saturazione e ad un secondo campo di senso opposto che lo riportava all'incirca allo stato neutro.

I registratori attuali invece sono tutti basati sulla magnetizzazione longitudinale del filo o del nastro per cui questo non si trova a scorrere fra le espansioni magnetiche ma sulle espansioni stesse successivamente. La smagnetizzazione avviene, non più con campi magnetici continui ma bensì con campi magnetici alternati ad alta frequenza (frequenza ultraacustica) per cui nel circuito elettrico di questi apparecchi compare un elemento sconosciuto nei vecchi tipi ossia l'oscillatore a frequenza ultraacustica.

Col perfezionamento dei registratori magnetici si sono accresciute notevolmente anche le loro possibilità, le principali si possono così riassumere: Registrazioni dirette, con microfono, di conversazioni, dettature, conferenze, provini musicali o di canto e di suoni e rumori in genere; registrazioni di radiotrasmissioni, di conversazioni telefoniche, riproduzione del contenuto di dischi normali grammofonici ecc.

Anche le dimensioni degli apparecchi si sono fortemente ridotte cosicchè quelli attuali sono quasi tutti portatili accrescendo così ancora le possibilità di impiego. A registrazione avvenuta il filo o nastro può essere « archiviato » potendo conservare il proprio stato magnetico per lunghissimo tempo (anche molti anni).

COSTITUZIONE E FUNZIONAMENTO DI UN REGISTRATORE MAGNETICO MODERNO

Essendoci proposti di contribuire alla diffusione della conoscenza dei registratori magnetici, veniamo alla descrizione di un registratore moderno a filo di acciaio.

Uno schema di principio per una facile comprensione del funzionamento del registratore è dato in fig. 1. In esso si notano due bobine, *a* e *b*, la prima azionata da un motorino *m*, la seconda libera. Azionando il motorino, il filo di acciaio si svolge, ovviamente, dalla bobina *b* e si avvolge sulla *a*.

Nel passare da una bobina all'altra, il filo di acciaio passa strisciando a contatto diretto sulle espansioni di due elettromagneti. *c* e *d*. Il primo dei due serve a cancellare ogni residuo o traccia di magnetizzazione precedente del filo, esso viene azionato soltanto quando si voglia fare una registrazione nuova o si voglia cancellarne una vecchia. Il secondo elettromagnete, il *d* ha la duplice funzione di rivelatore o di registratore, a seconda che si voglia fare l'una cosa o l'altra.

Facciamo un piccolo esempio di funzionamento del complesso. Si voglia ad esempio registrare un discorso. I commutatori, in questo caso saranno disposti nella posizione 1. All'ingresso dell'amplificatore si troverà così collegato il microfono *e*, all'uscita dell'amplificatore stesso sarà invece collegata la bobina dell'elettromagnete *d* di registrazione. L'elettromagnete *c* sarà invece collegato al generatore di frequenza ultra-acustica.

In tale modo, i suoni che investono il microfono *e* daranno luogo nella bobina *d* ad un campo magnetico variabile di bassa frequenza che sarà in condizione di indurre polarità magnetiche nei tratti di filo di acciaio che si vengono a trovare fra i due poli dell'elettromagnete stesso.

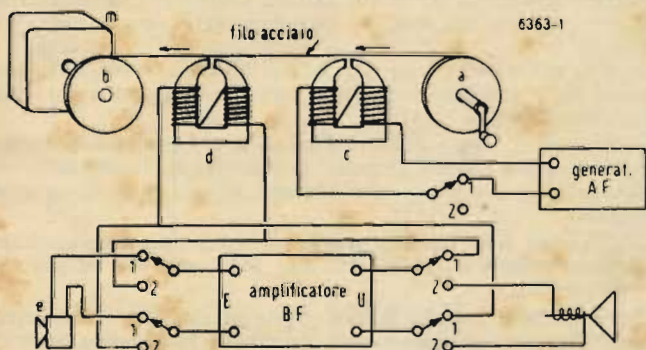
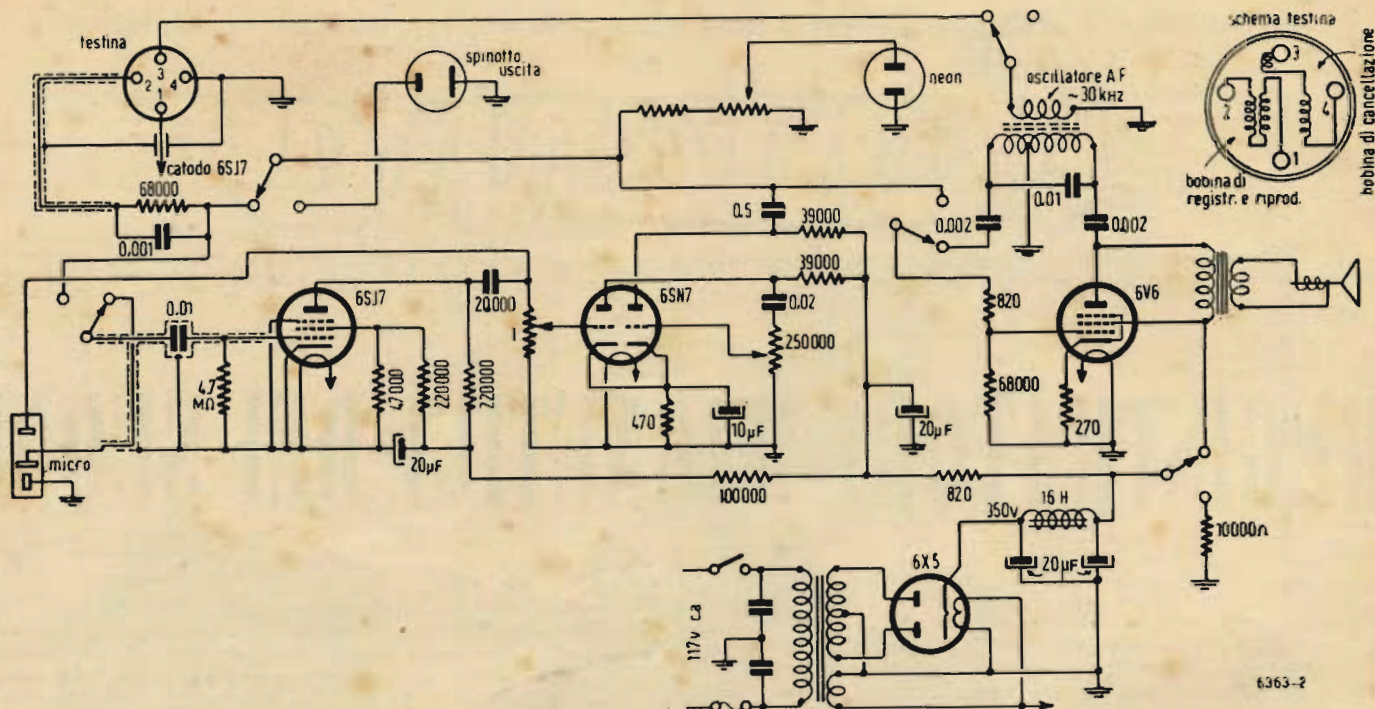
Se il filo non scorresse i poli così indotti, essendo alternati, si eliderebbero successivamente, ma in virtù del movimento di traslazione del filo le cariche magnetiche successive non si possono sovrapporre e perciò si conservano assumendo carattere permanente.

Il filo, magnetizzato in tale modo longitudinalmente, si andrà ad avvolgere sulla bobina *b*.

L'azione dell'elettromagnete *c* in questa fase sarà stata superflua se il filo proveniente dalla bobina *a* non era in alcun modo magnetizzato, se invece questo conservava delle cariche magnetiche precedenti, queste saranno state cancellate dal capo magnetico alternato prodotto da *c*.

Si voglia ora « riprodurre » ossia « rivelare » quanto è stato precedentemente « registrato » sul filo.

In questo caso verrà spostato il commutatore in posizione 2 ed in tale modo il microfono verrà disinserito dall'ingresso dell'am-

plificatore. Al suo posto si inserirà invece l'elettromagnete *d* mentre quello di cancellazione *c* rimarrà disinserito dal generatore di A.F.

All'uscita dell'amplificatore verrà invece inserito l'altoparlante al posto dell'elettromagnete *d* trasferitosi all'ingresso.

In un primo tempo sarà necessario svolgere il filo dalla bobina *b* riavvolgendolo sulla *a*, facendogli ripercorrere a ritroso la strada fatta durante la registrazione, ad operazione compiuta, sempre tenendo il commutatore in posizione 2, si tornerà a far scorrere il filo, trainato dal motorino, ancora dalla bobina *a* verso la *b*, con la stessa velocità con la quale scorreva durante la registrazione.

Questa volta, le cariche magnetiche del filo, scorrendo sulle espansioni magnetiche dell'elettromagnete *d* indurranno in queste campi magnetici alternati della stessa frequenza di quelli che servirono alla registrazione, sebbene di intensità molto minore. Questi campi magnetici indurranno a loro volta negli avvolgimenti di *d* delle f.e.m. indotte che, raggiungendo l'ingresso dell'amplificatore andranno, dopo l'amplificazione, ad azionare l'altoparlante che riprodurrà un suono del tutto simile a quello usato per la registrazione.

Tutto ciò nell'ipotesi che la velocità di scorrimento del filo sia la stessa tanto in registrazione che in riproduzione. Si tenga presente però che la frequenza del suono riprodotto dipende anche dalla velocità di traslazione del filo ed è tanto più alta quanto più il filo scorre velocemente nella riproduzione o quanto più lentamente scorre durante la registrazione. Più precisamente: la frequenza dei suoni riprodotti è data da quella dei suoni originali moltiplicata per un coefficiente pari al rapporto fra la velocità del filo in riproduzione e quella del filo in registrazione.

Da questa considerazione appare chiaro che per evitare distorsioni « di frequenza » occorre che la velocità di scorrimento del filo sia sempre costante ed uguale tanto in registrazione che in riproduzione. Cosa analoga, del resto, avviene anche per i normali dischi fonografici.

Se dopo effettuata la rivelazione la si volesse replicare, non vi sarà che riavvolgere il filo su *a* e poi ripetere la manovra; ciò è possibile anche per un numero molto grande di volte, purchè non si faccia mai entrare in azione l'elettromagnete *c*. Se viceversa si desidera cancellare quanto registrato sul filo per poterlo utilizzare per una nuova registrazione, dopo averlo riavvolto su *a*, durante la nuova registrazione, si farà agire l'elettromagnete *c* (funzionante a frequenza ultraacustica, ossia a 20÷30 kHz) che riporterà il filo in condizione di neutralità magnetica prima che questo scorra sulle espansioni di *d* per la nuova registrazione.

Legata alla qualità della registrazione e della riproduzione è la velocità di scorrimento del filo che è a sua volta in relazione al suo diametro ed al « potere risolutivo » dell'elettromagnete *d*. In altri termini: se la registrazione consiste nel creare lungo il filo tante cariche magnetiche ossia nel farlo divenire una serie di tanti magnetini la cui lunghezza è in funzione della velocità e della frequenza e la cui intensità magnetica dipende dalla intensità del suono che si deve registrare, si intuisce come sia necessario che ciascun nuovo magnetino venga prodotto solo quando il precedente è già uscito dal campo dell'elettromagnete registratore perchè diversamente i due si verrebbero a sovrapporre. Da ciò la necessità di non scendere al di sotto di una certa velocità di scorrimento. Per fili di acciaio di circa 0,1 mm di diametro la velocità è bene non scenda al di sotto dei 40 cm al minuto secondo. Questa velocità si concilia con il diametro del filo, che non può essere più sottile per ragioni di resistenza meccanica e col potere risolutivo dell'elettromagnete che dipende dalla misura del suo traferro.

A velocità di scorrimento notevolmente inferiori si può scendere soltanto con l'uso del nastro magnetico, costituito da un sottile film di celluloide o di carta sul quale viene depositato un esilissimo strato di materiale magnetico di alto potere coercitivo, il quale compie lo stesso ufficio del filo di acciaio con il vantaggio di interessare tutta l'area del traferro dell'elettromagnete e di offrire un « potere risolutivo » (così si può definire la proprietà di scindere nettamente i campi magnetici di due cariche successive) assai più alto grazie al suo esiguo spessore.

Col nastro, infatti, è possibile scendere, con risultati soddisfacenti, alla velocità di 20 cm / sec pur conservando una qualità di riproduzione eccellente. A questi vantaggi di natura magnetica il nastro associa vantaggi pratici quali la maggiore resistenza alla rottura, una maggiore facilità di giunzione quando si rompe, meno facilità di aggrovigliamento, impossibilità di torcersi lungo l'asse. Per contro però, il filo consente un minore ingombro delle bobine e quindi maggiori durate delle registrazioni.

STRUTTURA DI UN REGISTRATORE

Dopo la descrizione del modello didattico precedente esaminiamo ora come è costituito un registratore magnetico industriale moderno del tipo a filo di acciaio.

L'aspetto esterno di uno di questi registratori (Webster di Chicago) ricorda quello di una valigetta grammofonica portatile. Aprendone il coperchio si notano superiormente le due bobine orizzontali sulle quali si avvolge il filo. Il motore, del tipo ad induzione a velocità costante, che trova posto nella parte interna della valigetta, è accoppiabile all'una o all'altra bobina con un sistema di pulegge gommate, in funzione di ingranaggi, commutabile per mezzo di leve.

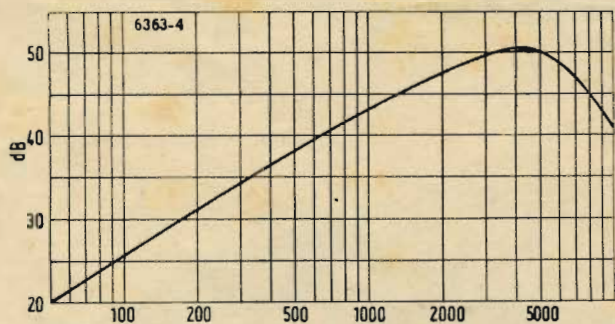
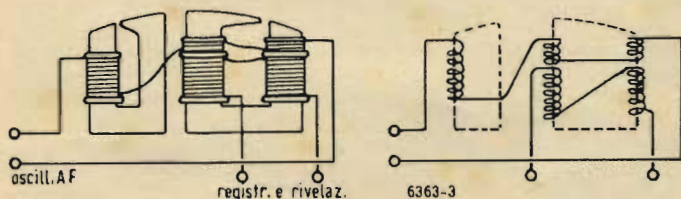
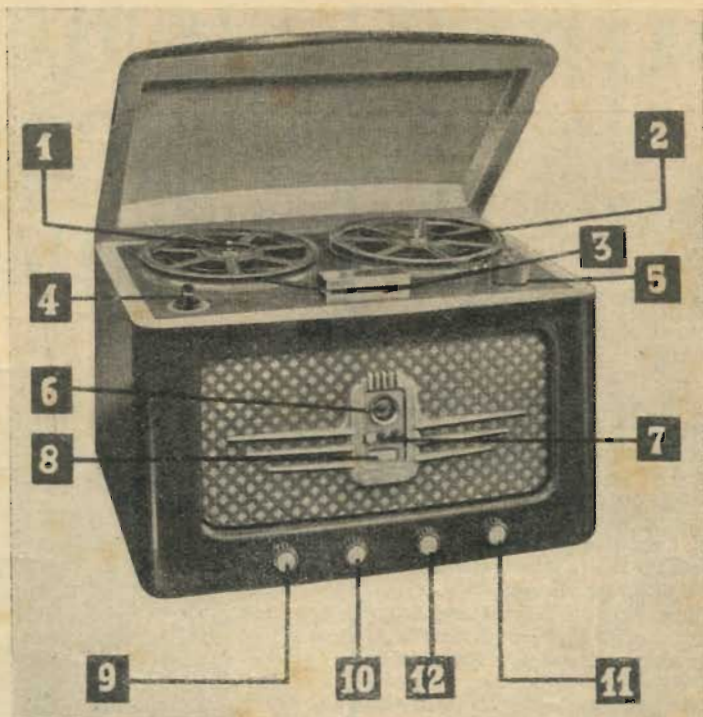
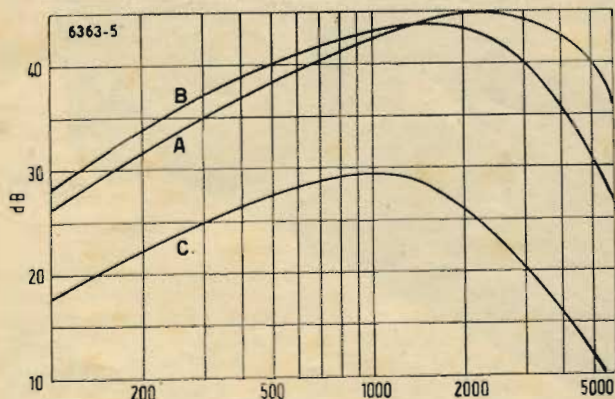
Il filo, nel trasferirsi da una bobina all'altra scorre nella gola laterale della « testina magnetica » entro la quale sono contenuti gli elettromagneti.

Nella registrazione e nella rivelazione il filo scorre dalla bobina di diametro più piccolo a quella di diametro maggiore, nel riavvolgimento esso scorre in senso inverso ad una velocità sei volte maggiore.

Nell'interno della valigetta prende posto l'amplificatore costituito da quattro valvole ossia: una 6J7, una 6SN7, una 6V6 ed una 6X5 e l'altoparlante.

Nel modello in oggetto la 6V6, grazie ad un sistema di commutazioni funziona: in riproduzione da valvola finale per alimentare

REGISTRATORE ELETTRONICO SU NASTRO «CARRSON» Modello I/83

1 Perno del motore di sinistra. - 2 Perno del motore di destra. - 3 Blocco porta testine. - 4 Interruttore comando motori. - 5 Rulli di trascinamento. - 6 Occhio magico per controllo registrazione. - 7 Gemme indicative (radio, microfono, telefono). - 8 Targhetta di controllo di accensione dell'apparecchio. - 9 Controllo di volume. In fuori esclude l'altoparlante. - 10 Interruttore generale, controllo tono. - 11 Commutatore collegamenti. - 12 Interruttore registrazione-riproduzione.

Il grafico mostra l'andamento della tensione data da una testina magnetica usando un nastro « Hyflux » alla velocità di 20 cm/sec. Il tratto rettilineo ascendente della curva può essere reso orizzontale mediante l'uso di appropriati equalizzatori.

Comportamento di diversi tipi di nastro alla velocità di 10 cm/sec. In A lo stesso nastro del grafico precedente. In B e C nastro « Oxide » rispettivamente con correnti di 15 e 5 mA per la registrazione.

l'altoparlante ed in registrazione da valvola oscillattrice per generare la corrente a frequenza ultraacustica per la cancellazione. Durante la registrazione funziona invece da finale una sezione triodica della 6SN7 che viene connessa all'elettromagnete di registrazione che è del tipo ad alta impedenza.

Per raccogliere i suoni viene usato un microfono piezoelettrico di alta sensibilità e l'amplificazione viene regolata con un apposito regolatore di volume, fino al livello ottimo per la registrazione. L'indicazione di questo livello è data da una lampadina al neon che deve accendersi soltanto durante i picchi di modulazione.

LA « TESTINA MAGNETICA »

La parte più delicata ed interessante del registratore è la « testina magnetica », piccola scatola di materiale stampato entro la quale è contenuto l'intero sistema di elettromagneti.

La fig. 3 illustra la disposizione degli elettromagneti nella testina. Le dimensioni di questi sono ridottissime essendo entrambi contenuti in una scatolina schermata di circa 30 mm di diametro, i nuclei sono in lega speciale ad alta permeabilità (permalloy, mumetal ecc.).

Nella fig. 3 si nota che in serie alla bobina di cancellazione si trovano due avvolgimenti minori che prendono posto sul nucleo stesso delle bobine di registrazione.

Lo scopo di queste due bobine ausiliarie è di facilitare l'orientazione delle particelle magnetiche del filo durante la registrazione.

Quanto agli avvolgimenti degli elettromagneti, questi possono essere assai diversi a seconda dei modelli, nel caso dello schema di fig. 2, la bobina di registrazione e rivelazione è costituita da migliaia di spire di filo sottilissimo mentre quella di cancellazione e quelle ausiliarie sono in filo molto più grosso, dell'ordine del centinaio di spire la prima e della decina le seconde.

Per quanto riguarda i dettagli costruttivi avremo occasione di trattarne assai più ampiamente in un prossimo studio.

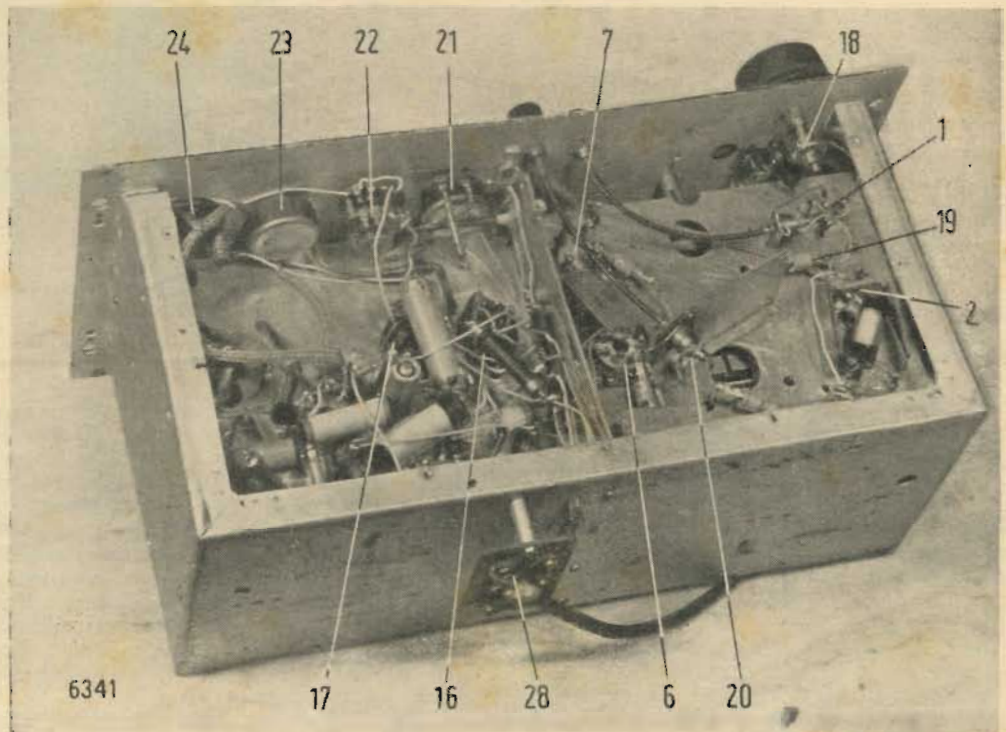
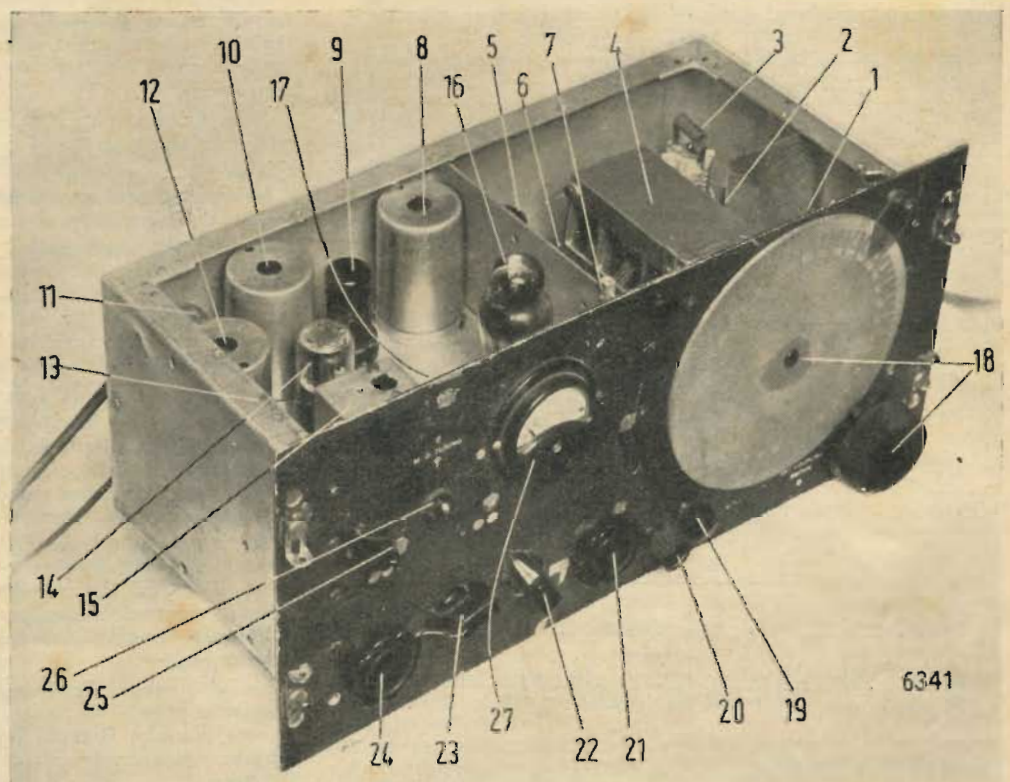
Connesso alle caratteristiche della tensione, del filo o nastro in rapporto alla velocità, vi è anche lo studio dei mezzi atti a correggere la curva di risposta ossia di quella parte di circuito noto col termine di « equalizzatore ».

Nel caso dello schema di fig. 2 tale mezzo è rappresentato dalla resistenza di 68000 ohm con in parallelo un condensatore di 0,001 μF che si trovano disposti in serie alla bobina di registrazione-rivelazione. L'equalizzatore può però assumere aspetti anche molto più complessi in relazione anche al risultato che si vuole raggiungere.

La fig. 4 mostra l'andamento della tensione data da una testina magnetica usando un nastro « Hyflux » alla velocità di 20 cm al minuto secondo. Il tratto rettilineo ascendente della curva si può rendere praticamente orizzontale con l'impiego di un adatto equalizzatore. (segue a pagina 238)

RICEVITORE SUPERETERODINA A NOVE TUBI

Ernesto Viganò

Il ricevitore supereterodina a nove tubi, di cui riportiamo, a richiesta di numerosi lettori, due nitide fotografie corredate da riferimenti numerici atti ad individuare la posizione dei principali componenti il circuito, fu descritto dall'ing. Ernesto Viganò nel numero 4, aprile 1949, di questa rivista (pagg. 156-58).

1) bobina alta frequenza.
2) valvola alta frequenza (6AC7).
3) bobina convertitrice.
4) variabile.
5) convertitrice (6AC7).
6) oscillatore (6J5).
7) bobina oscillatrice.
8) I^a media frequenza.
9) 6SG7 (sostituibile con qualche vantaggio con una 6SH7).
10) II^a media frequenza.
11) 6SK7.
12) III^a media frequenza.
13) 6H6.
14) 6SL7.
15) bobina dell'oscillatore di nota.
16) VR90.
17) 6K6.
18) manopola e scala di sintonia.
19) compensatore alta frequenza.
20) compensatore convertitrice.
21) sensibilità alta frequenza.
22) commutatore.
23) sensibilità media frequenza.
24) variabile oscillatore di nota.
25) volume.
26) elimina disturbi.
27) indicatore di sintonia.
28) morsettiera di alimentazione.

Il Canale Video-Audio in televisione (PARTE PRIMA)

LARGHEZZA TOTALE DEL CANALE - POSIZIONE DELLE PORTANTI VIDEO E DEL SUONO NEL CANALE

del dott. ing. Antonio Nicolich

Chiamasi « Canale televisivo » una particolare banda di frequenze comprese nella banda della radiodiffusione televisiva (estendentesi da 41 ai 960 MHz), contenente le portanti video ed audio modulate o in ampiezza o in frequenza e le rispettive bande laterali.

Il canale televisivo è l'intervallo di frequenze riservate ad una stazione trasmittente di televisione.

Il problema del canale televisivo si presenta sotto un aspetto poliedrico. Le questioni che esso coinvolge riguardano:

1) La larghezza della banda dipendente dal sistema di trasmissione, ossia dall'adozione del tipo di modulazione (di ampiezza o di frequenza), del sistema a doppia banda laterale ovvero a singola banda, del numero di linee di analisi e della frequenza di quadro (fattori, questi ultimi, che determinano la massima frequenza di modulazione).

2) La disposizione relativa delle portanti video e sonora e delle loro bande laterali.

3) Opportunità di eseguire l'attenuazione della portante in trasmissione, piuttosto che in ricezione nel caso di trasmissione con singola banda laterale.

In quanto segue vengono analizzati i singoli punti sopracitati valutando le possibili soluzioni e ritenendo quelle che conducono al miglior sistema di televisione, come sarà quella nazionale in via di definizione da parte del C.N.T.T.

1) LA LARGHEZZA TOTALE DEL CANALE.

Il fattore principale che determina la larghezza del canale è il numero di linee di analisi. Allo stato attuale si hanno i seguenti elementi: in America 525 linee; in Francia 819 recentemente stabilito con decreto governativo; in Inghilterra 405; ma la EMI annucia che è allo studio un sistema di televisione che funzionerà regolarmente a 605 linee non appena saranno ultimate le necessarie trasformazioni degli impianti di Alexandra Palace, sistema suscettibile di raggiungere anche le 1000 linee. E' quindi evidente che l'orientamento generale è verso l'alta definizione.

In Italia il C.N.T.T. ha trovato l'opportunità di scindere la televisione in due campi quello dellà radiodiffusione per uso domestico e quello per uso professionale, intendendo con quest'ultimo termine la trasmissione di spettacoli in locali pubblici, in sale provviste di ricevitori a proiezione su grandi schermi per visione collettiva da parte di numeroso pubblico.

Adottando per la televisione domesitca 625 linee, ritenendo 0.64 il coefficiente di utilizzazione verticale e 1.35 il rapporto fra la risoluzione orizzontale e la risoluzione verticale, ricordando che i lati del rettangolo immagine stanno tra loro come 4 a 3, applicando la ben nota formuletta, si ha per la massima frequenza video generata: f_{max} = 11 MHz nel caso di analisi a linee progressive, mentre nel caso di analisi interlacciata con modulo 2 il valore della massima frequenza si riduce a metà, ossia a 5,5 MHz. Analogamente adottando per la televisione professionale il numero di linee di 1250, nelle stesse condizioni precedenti, si perviene con analisi interlacciata alla frequenza massima di 22 MHz. L'adozione di un numero così alto di linee è giustificato dalle maggiori esigenze di dettaglio della televisione professionale e dal fatto che, assumendo il quadro vaste proporzioni, le linee si distanziano fra loro così che l'occhio percepirebbe, con un basso numero di linee, un'immagine solcata da righe orizzontali.

Per bande passanti di questo genere si deve senz'altro escludere la modulazione di frequenza della portante video: dunque per il segnale di immagine la modulazione da adottare è quella di ampiezza. Con essa è ben noto che si hanno 2 bande laterali alla portante ciascuna di larghezza uguale a quella corrispondente alla massima frequenza modulante, per cui si dovrebbe considerare una banda passante di $2 \times 5.5 = 11$ MHz per la televisione domestica con analisi interlacciata ($2 \times 11 = 22$ MHz nel caso di analisi progressiva). $2 \times 22 = 44$ MHz per la televisione professionale con analisi interlacciata. Sono evidenti le difficoltà di trasmissione e ricezione con gamma così vasta, è necessario ridurre al minimo possibile il canale di trasmissione compatibilmente con la finezza del dettaglio desiderata e ricavabile dall'alto numero di linee adottato. A questo scopo si osserva che tutte le frequenze dello spettro sono contenute in una sola banda laterale, quindi la trasmissione di questa sola banda deve essere sufficiente; ciò permette di dimezzare l'ampiezza della gamma di modulazione video con evidenti vantaggi pratici non solo al trasmettitore, ma anche al ricevitore i cui circuiti possono essere meno smorzati con conseguente aumento del guadagno di tensione. Sfortunamente l'energia nelle bande laterali non è ripartita uniformemente, perciò la soppressione di una banda porta a gravi distorsioni di ampiezza e fase; si è praticamente constatato che la ricezione con una curva rettangolare di cui un estremo coincide con la portante è assolutamente inaccettabile. Si è invece dimostrato che la ricezione sopra una banda laterale diventa possibile quando si provveda ad attenuare la portante di 6 db, ossia a ridurre la sua ampiezza al 50%. Con questo accorgimento si ottiene di diminuire di poco meno della metà la larghezza totale del canale. Si tenga presente che la banda attenuata non può essere eliminata completamente, per cui la gamma da trasmettere è maggiore di circa 1.25 MHz di quella competente alla sola banda non eliminata. Il canale televisivo deve ospitare anche la portante modulata sonora del segnale audio che accompagna la visione; la modulazione del segnale audio può essere di ampiezza ovvero di frequenza; nel 2° caso è noto che la banda passante corrispondente aumenta con la frequenza di modulazione raggiungendo largheze notevoli in confronto al caso della M.A.; così ad es. per la massima frequenza acustica utile di 15 kHz si hanno 14 freq. laterali (7 per parte) per cui la banda passante risulta $14 \times 15000 = 210$ kHz; per quanto quest'ampiezza sia modesta rispetto a quella della gamma video, bisogna pur tenerne conto.

Senza entrare per ora in dettagli si rammenta che due portanti video e audio devono essere tra loro distanziate in modo da evitare interferenze del suono nella visione e dell'immagine nel suono; analoga cura deve essere presa ad evitare interferenze colla portante sonora del canale adiacente a quello considerato. In conclusione si ritiene opportuno aumentare di 2,75 MHz la max frequenza del segnale video. In tal modo si perviene ad una larghezza totale del canale televisivo di:

8,25 MHz per la televisione domestica con analisi interlacciata;
13,75 MHz per la televisione domestica con analisi progressiva;
24,75 MHz per la televisione professionale con analisi interlacciata.

2) POSIZIONE DELLE PORTANTI VIDEO E DEL SUONO NEL CANALE.

Ammessi la trasmissione con una singola banda video, il sistema di analisi interlacciata e la massima frequenza video, e quindi nota la larghezza del canale, si tratta di disporre le portanti video e sonora tra loro nel modo più opportuno. I casi che si presentano sono due: le due portanti possono essere distanziate notevolmente in modo che tra esse sia compresa la banda video non attenuata, ovvero possono essere avvicinate in modo che tra esse sia compresa la banda video attenuata.

Esaminiamo prima il caso di forte distanziamento.

Assunta la larghezza totale del canale pari a 8,25 MHz (televisione domestica), conviene che la portante sonora disti di 0,25 MHz dall'estremo del canale; posto che la banda attenuata comprenda 1,25 MHz, la distanza fra le due portanti risulta di 6,75 MHz. Se la portante sonora è posta a frequenze inferiore rispetto alla portante della visione la rappresentazione del canale è quella di fig. 1, mentre se la portante sonora è posta a frequenza più elevata vale la fig. 2. Le figg. 1 e 2 rappresentano una portante modulata al 100% in ampiezza; infatti è noto che l'ampiezza delle oscillazioni laterali di modulazione è uguale a quella della portante moltiplicata per la metà della profondità di modulazione; essendosi nelle figure assunta uguale a 1 l'ampiezza delle oscillazioni laterali ed avendo posto uguale a 2 quella della portante, si deduce che la profondità di modulazione deve essere uguale a 1, ossia

fig. 1

fig. 2

fig. 3

fig. 4

al 100%. In entrambe le figure si è ritenuto di effettuare l'attenuazione di 6 db. della portante visiva in ricezione (in pratica si raggiunge questa condizione quando i due triangoli *AOB* e *COD* sono equivalenti); il segmento *AD* inclinato delimita la curva di risposta del ricevitore.

La caratteristica di selettività di questo deve essere tale da escludere la possibilità di interferenze tra il segnale video e il segnale audio del canale considerato, nonchè fra questi e il segnale audio del canale adiacente. Attualmente non essendovi stazioni televisive in canali consecutivi, la seconda interferenza non desta preoccupazione: ma è necessario tenerne conto ora per non doversene pentire in un prossimo futuro trascurandola. Se le intensità delle portanti video ed audio di uno stesso canale sono uguali, come avviene per solito, è necessario che il ricevitore presenti una selettività tale da attenuare di 54 db (rapporto di tensioni 500 : 1) la portante sonora captata insieme con quella video dall'antenna, nei circuiti della visione.

Ma la portante sonora del canale adiacente può essere di intensità anche molto superiore a quello video considerata: nel caso di un rapporto di 10 : 1, la suddetta selettività del ricevitore dovrà aumentare di 20 db, ossia assommerà a 74 db (corrispondenti al rapporto di tensioni di 5000 : 1). La banda passante in ricezione è limitata alla gamma di frequenza compresa fra le portanti sonora e video e dai requisiti di eliminazione delle interferenze. La banda passante trasmessa deve contenere quella del ricevitore e la selettività del trasmettitore deve permettere la sua irradiazione senza apprezzabile distorsione di ampiezza e fase, inoltre deve escludere l'interferenza colla portante audio che accompagna e con quella adiacente. L'ottenimento dell'eliminazione delle interferenze fra la portante video e quella audio del canale adiacente è assai difficile nel caso delle figg. 1 e 2, nelle quali le due frequenze in parola distano di soli 1,5 MHz, essendo questo intervallo compreso nella banda passante dell'amplificatore video del ricevitore; per questa ragione la eliminazione deve essere ottenuta nei circuiti a R.F. o a M.F. prima della seconda rivelazione.

Nessuna difficoltà presenta invece la eliminazione dell'interferenza fra le portanti visiva e sonora dello stesso canale, dato che esse solitamente presentano la stessa intensità e sono distanziate di ben 6,75 MHz, frequenza che cade fuori dalla banda visiva, per cui i filtri reiettori possono trovar posto nell'amplificatore video dopo della seconda rivelazione. Come si vede il problema dell'eliminazione delle interferenze si presenta nelle condizioni più sfavorevoli in quanto è necessaria la maggior reiezione proprio laddove è difficile da ottenere (circuiti R.F. o M.F.), mentre è sufficiente una minor reiezione nei circuiti di B.F. video dove sarebbe agevole il raggiungimento di una maggior selettività. Un altro inconveniente che si presenta colle portanti fortemente distanziate, è che i ricevitori devono essere progettati in modo da captare almeno 6,75 MHz per non escludere il suono, ciò che fa aumentare il costo dei ricevitori stessi escludendo il ricevitore economico utilizzante una gamma video ridotta. Per ovviare a siffatti inconvenienti si perviene a considerare il secondo caso prospettato in principio di questo paragrafo, caso in cui le due portanti sono avvicinate, la loro distanza essendo ridotta a solo 1,25 MHz. Sempre nelle stesse ipotesi di trasmissione a singola banda con attenuazione della portante in ricezione e di ugual larghezza di canale, le figg. 1 e 2 vengono sostituite ora dalle figg. 3 e 4 nelle quali la portante sonora è a frequenza inferiore rispettivamente superiore, rispetto alla portante della visione.

E' chiaro come con le disposizioni di figg. 3 e 4 si sia conseguito il risultato di poter effettuare la massima reiezione fra portanti di intensità diverse nei circuiti di B.F. video dove è relativamente facile da ottenere, la minima reiezione fra portanti di uguale intensità nei circuiti R.F. o M.F. dove si incontrano le maggiori difficoltà al suo ottenimento. E' pure evidente che i ricevitori possono essere progettati per una banda passante anche ridotta (con eventuale sacrificio della sola qualità di riproduzione visiva), nella quale il segnale sonoro è sempre compreso essendo distanziato di soli 1,25 MHz da quello visivo; con questo si restringono le bande passanti a R.F., a M.F. e video dei ricevitori con evidente vantaggio economico; in altri termini l'adozione del piccolo spaziamento fra le portanti consente la costruzione dei ricevitori economici senza compromettere quella dei ricevitori di alta qualità, cosa che non è possibile col grande spaziamento fra dette portanti.

Col piccolo spaziamento il filtro attenua banda del trasmettitore deve solamente eliminare il disturbo di interferenza col segnale sonoro dello stesso canale. Tuttavia questo punto è della massima importanza, perchè esiste sempre il pericolo di una nota di battimento dovuta a insufficiente reiezione nel ricevitore o a modulazione incrociata sia in trasmissione, sia in ricezione. E' evidente che questo pericolo è molto più temibile con la spaziatura di 1,25 MHz fra le portanti dello stesso canale, che non con la spaziatura di 6,75 MHz. La modulazione incrociata per sovraccarico del ricevitore è temibile nella stessa misura sia col grande, sia col piccolo spaziamento. Segnali sporadici di frequenza uguale alla differenza delle due portanti possono essere più facilmente irradiati col piccolo distanziamento.

L'adozione della modulazione di frequenza per il segnale sonoro che accompagna la visione, è stata analizzata teoricamente e praticamente sotto i punti di vista di banda del canale, dell'interferenza col segnale video dello stesso canale o del canale adiacente: da tale analisi è emerso che non si hanno variazioni degne di nota rispetto all'adozione della modulazione di ampiezza, per cui si conclude che è indifferente usare la A.M. o la F.M. per il suono. Dovendo infine decidere sull'adozione del grande o del piccolo distanziamento fra le portanti conviene assumere il grande corrispondente a 6,75 MHz per la televisione domestica interlacciata, ovvero a 22 MHz per la televisione professionale; infatti l'inconveniente dell'eventuale interferenza fra la portante video e quella sonora adiacente, è assai meno temibile dell'interferenza fra le portanti dello stesso canale; anche in avvenire la cosa non preoccupa assai, perchè basterà assegnare i canali adiacenti ad emittenti dislocate a grandi distanze.

(*continua*)

SUPERETERODINA CON ALIMENTAZIONE A BATTERIE

(6362)

di Ernesto Viganò

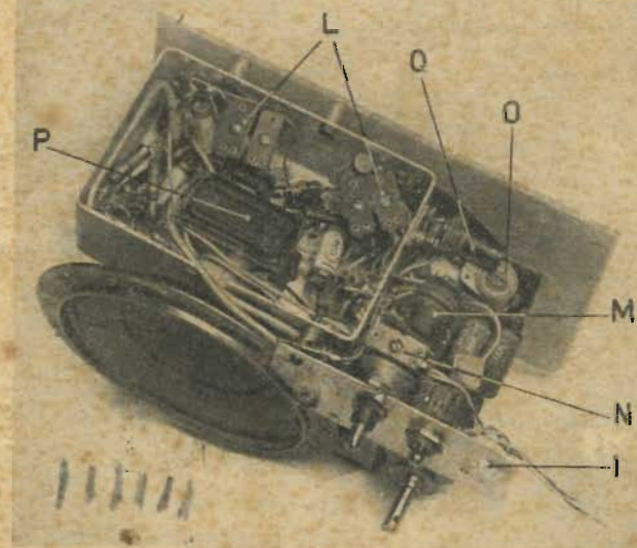
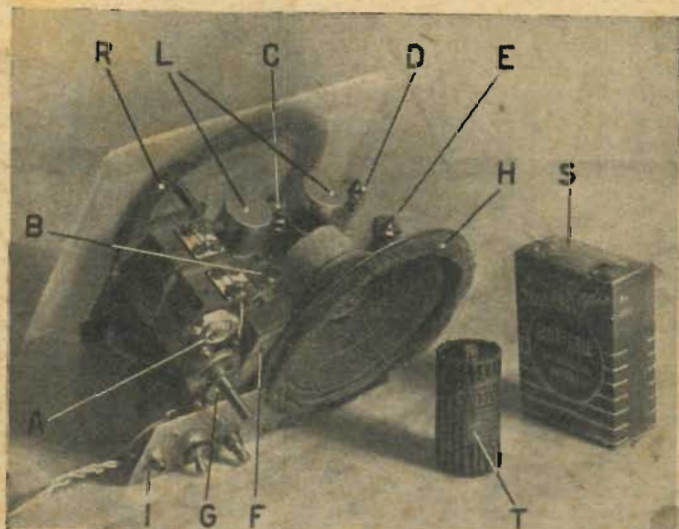
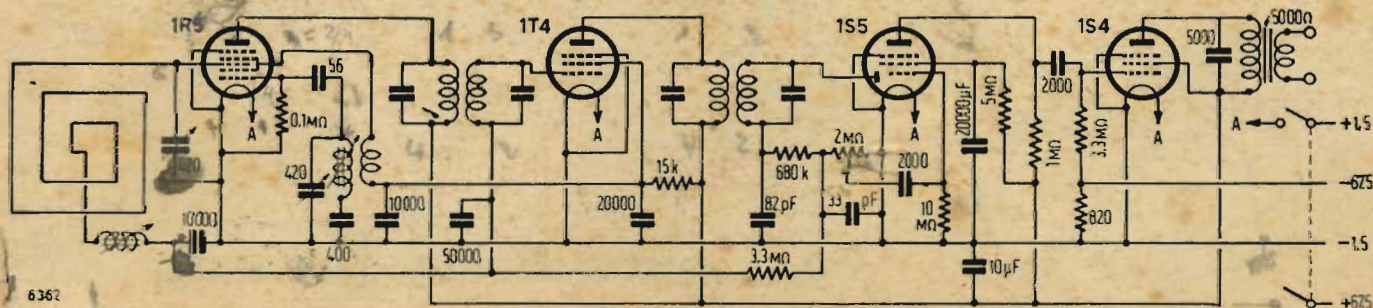
Anche quest'anno stanno per arrivare le vacanze. E appunto per il mare, perchè vado ad arrostirmi al sole e a trascorrere qualche ora lontano dalle normali preoccupazioni in perfetto riposo, ho fatto questo ricevitore a pile. Mi ha dato buoni risultati, sento molte stazioni estere, e la qualità è pure soddisfacente.

Lo schema è quello classico consigliato dalla R.C.A. nei suoi listini, non mi sono scostato dai valori fissati per non avere delle sorprese poco gradite. La convertitrice è la 1R5, seguita da una 1T4, una 1S5 e da una 3S4, quest'ultima coi filamenti in parallelo così da accenderla a 1,5 V. La media frequenza è di 468 kHz, valore standard, e solo per onde medie. Non ho voluto complicarlo troppo, si tratta di una valigetta da portare in giro e soggetta ad urti e quindi non deve essere delicata, la presenza di un commutatore mi preoccupava per via del salino del mare.

Lo schema, come ho detto va seguito alla lettera, la costruzione deve essere assai robusta e mi raccomando le saldature! Il materiale è di ottima qualità: gli zoccoli sono in materiale plastico e assai buoni dal punto di vista meccanico, afferrano bene le valvole senza forzare i piedini, le medie frequenze sono Philips provenienti da un apparecchio con valvole ad accensione in serie di cui non si è più trovato il ricambio, erano sprovviste di compensatori ed ho dovuto aggiungerli esternamente, le resistenze ed i condensatori controllati perchè sono in gioco valvole ad elevata resistenza interna, e consumano correnti assai deboli, e quindi un pezzo che perde provocherebbe dei risultati non buoni, anche se su un apparecchio normale non darebbe eccessivo fastidio.

Il montaggio è stato eseguito su un telaino di alluminio tenero di 1,5 mm di spessore e delle dimensioni di 12×8×4 cm, ho collocato nel centro l'altoparlante (un magnetodinamico di 12,5 cm di cono: una ottima voce) tagliando naturalmente il fianco dello chassis, e disponendo tutto attorno le valvoline e le medie frequenze. Il variabile, un Geloso mignon da 420 pF massimi è collocato sul fianco sinistro, del telaio e sopraelevato così da arrivare alla al[illegible] dei barattoli delle medie, e sotto vi è la bobina dell'osci[illegible]. Per l'accordo di aereo ho usato un piccolo quadro, 30 s[illegible] filo Litz avvolte su di una ellisse di 7×10 cm sul pannell[illegible]nte in plexiglas che chiude il fondo della scatola. Questo [illegible] pezzo che mi ha fatto letteralmente sudare. Non avendo att[illegible]tura, l'ho avvolto a mano nel modo seguente: ho fissato co[illegible]e viti una mascherina di cartone delle dimensioni della [illegible] sopraddetta, ed ho girato attorno con gran pazienza il filo [illegible]ando via via con una colla densa a base di trolitul. Ho [illegible] asciugare e ho tolto il cartone facendo attenzione a non [illegible]fare le spire al centro, e sul tutto ho passato una mano della [illegible]sa colla. Poi, siccome la vicinanza del telaio influiva abbassando la induttanza della bobina, ho ricorso ad una bobinetta aggiuntiva di una quarantina di spire dello stesso filo avvolte su un supporto di 10 mm con nucleo di ferro regolabile. Così ho potuto accordare esattamente lo stadio. Il pannello posteriore col quadro dista dal telaio circa 1,5 cm.

Il potenziometro regolatore di volume è americano assai piccolo e di 1,7 Mohm, e quindi ho abbassato a 550.000 la resistenza da 680.000. Non mi ha dato noie questa sostituzione, però nello schema riporto i valori originali raccomandando caldamente di seguirli scrupolosamente.

(*segue a pag. 242*)

A: Trimmer oscillatore; *B*: 1R5; *C*: 1T4; *D*: 1S5; *E*: 3S4; *F*: Elettrolitico; *G*: Manopola a demoltiplica; *H*: Altoparlante; *I*: Foro per l'interruttore della luce sulla manopola (non ancora montato); *L*: Medie frequenze; *M*: Bobina oscillatore; *N*: Padding oscillatore; *O*: Trimmer alta frequenza; *P*: Trasformatore di uscita; *Q*: Bobina aggiuntiva di antenna; *R*: Telaio; *S*: Batteria anodica; *T*: Batteria accensione.

AMPLIFICATORE PER TARATURE DI CIRCUITI OSCILLANTI AF MEDIANTE BATTIMENTO

di Giuseppe Zanardo

E' indubbiamente molto utile al dilettante, al radiotecnico, o all'autocostruttore possedere una apparecchiatura atta alla taratura di circuiti oscillanti A.F. come oscillatori modulati, progetti oscillatori locali ecc.

L'apparecchio si compone di uno stadio amplificatore A.F. utilizzante un pentodo tipo 6AG5 con polarizzazione variabile per non sovraccaricare la valvola con eventuali segnali troppo forti.

Accoppiato mediante piccola capacità segue uno stadio rivelatore a caratteristica di placca, utilizzante un tubo miniatura 9001. Segue uno stadio preamplificatore di B.F. realizzato con tubo 6J7 e uno stadio finale di potenza impiegante un pentodo EL2.

Una raddrizzatrice tipo 6X5 raddrizza la tensione per l'alimentazione del complesso. Come riproduttore elettroacustico viene impiegata una cuffia.

La realizzazione non presenta particolari difficoltà. Da tener presente che la parte amplificatrice A.F. e rivelatrice, va accuratamente schermata dal rimanente. Essendo le 2 valvole dei predetti circuiti, del tipo miniatura, è molto comodo racchiuderle in uno scatolino assieme ai pochi componenti e curando che i morsetti d'entrata siano molto vicini alla griglia della prima valvola (6AG5) in modo da collegare il condensatore da 200 pF direttamente tra morsetto d'entrata e piedino della griglia. Pure gli altri collegamenti vanno tenuti più corti possibile.

Sulla placca della 6AG5 è inserita una bobinetta per l'arresto dell'A.F. E' composta di 5 spire del diametro di circa 20 mm fatte con filo 0,8 smalto ed avvolte in aria.

L'interruttore che inserisce il condensatore da 100 pF tra placca e griglia della 6J7 serve per abbassare la tonalità.

L'impedenza di carico della finale EL2 è costituita dal primario di un normale trasformatore d'uscita per pentodo.

Il livellamento della tensione di alimentazione deve essere molto efficiente per evitare sgradevoli ronzii alla cuffia data la forte amplificazione. A tale scopo vengono utilizzati 2 impedenze e 3 condensatori permettendo così di filtrare ulteriormente la tensione delle sezioni amplificatrice A.F., rivelatrice e preamplicatrice B.F.

Le 2 impedenze sono realizzate su nucleo del tipo utilizzato per trasformatori d'uscita W5 aventi la sezione di circa cm 2×2 e riempiendo i cartocci con filo 0,15.

Il trasformatore di alimentazione è del tipo normale per radioricevitori. Oltre che il primario universale ha un'anodica di 350+350 V ed un secondario di 6,3 V, 2 A per l'accensione dei filamenti.

ISTRUZIONI PER L'IMPIEGO

Montato l'apparecchio si verifica il funzionamento riscontrabile udendo un forte colpo toccando col cacciavite la boccola d'entrata. A questo punto occorre un oscillatore A.F. abbastanza preciso, meglio se campione. Il dilettante a questo punto si troverà imbarazzato ma credo che con un po' di buona volontà si troverà un amico o conoscente disposto a prestarlo per poche ore.

Con questo si potrà tarare accuratamente un oscillatore autocostruito (per semplificare magari senza modulazione) per poi essere in grado di poter effettuare quante tarature si vuole ed essere « indipendenti ».

Si inserisce ora l'uscita del generatore campione nell'entrata dell'amplificatore (fra boccola *A* e massa). Tra *B* e massa si inserisce l'uscita dell'oscillatore da tarare, e cioè all'entrata dell'amplificatore saranno presenti le uscite dei due oscillatori.

Incominciando dalla prima gamma si tarerà ora l'oscillatore punto per punto servendosi della cuffia come rivelatrice dei battimenti, tenendo presente che a mano a mano ci si avvicina alla frequenza da tarare si sentirà una nota sempre più bassa fino ad arrivare al silenzio (battimento zero) corrispondente all'esatta frequenza da segnare.

Fare attenzione alle armoniche che si distinguono dalla fondamentale perchè più deboli. In caso di incertezza diminuire al minimo i segnali d'uscita dei due oscillatori; in questo modo le armoniche si faranno più deboli e la fondamentale resterà più sostenuta.

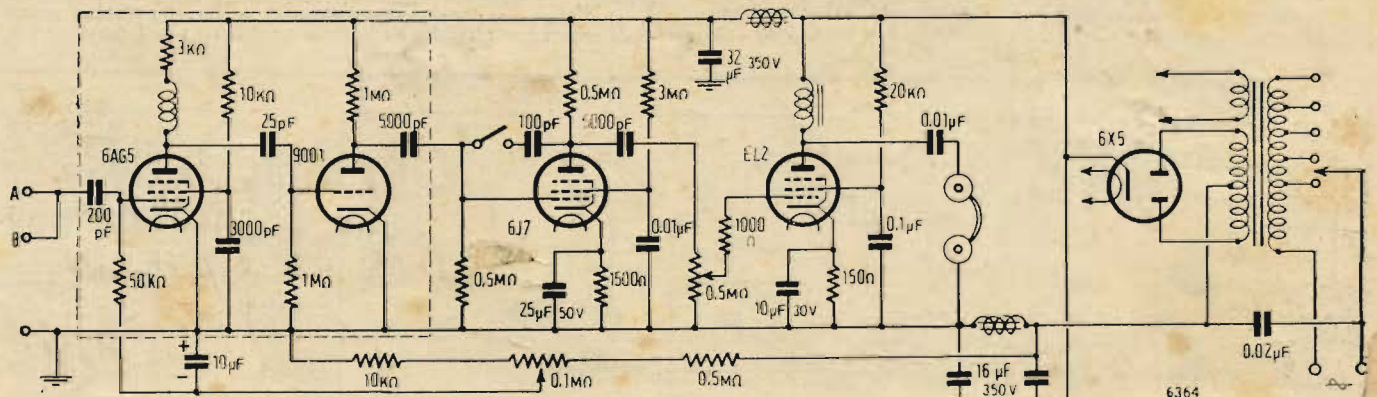
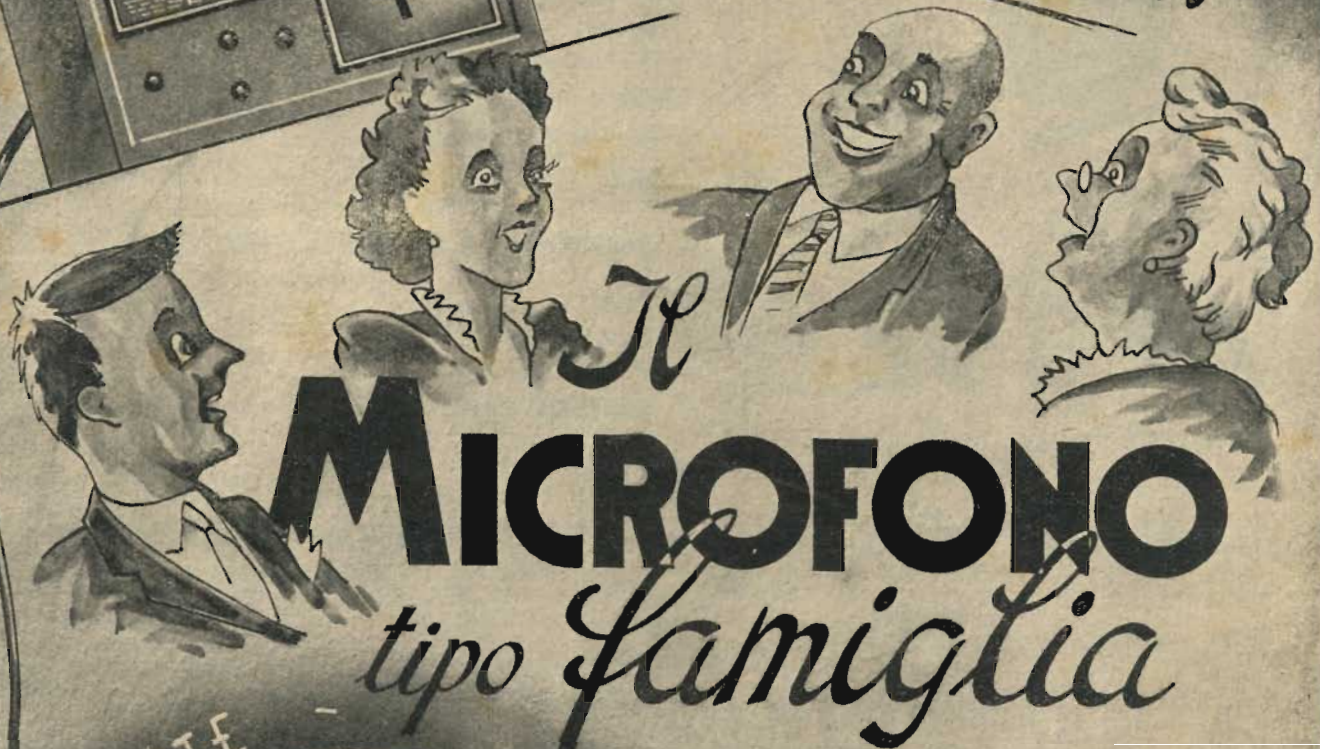
Nel caso si dovesse stabilire la frequenza di un circuito oscillante, al posto dell'uscita dell'oscillatore da tarare, nella boccola *B* si inserirà un filo a guisa d'antenna che si metterà nelle vicinanze del circuito oscillante. Curare che i segnali d'entrata siano all'incirca dello stesso valore.

Con la predetta apparecchiatura è possibile rivelare segnali dell'ordine di 100 μV. *

REGISTRATORI MAGNETICI

(*segue da pagina 233*)

La fig. 5 illustra il comportamento di diversi tipi di nastro alla velocità di soli 10 cm al secondo. La curva *A* è data dallo stesso nastro usato per la curva di fig. 4, la *B* e la *C* sono ottenute con nastri « Oxide » rispettivamente con correnti di 15 mA e di 5 mA per la registrazione. Alla linea di zero dB viene fatta corrispondere la tensione di 10 μV. Dall'insieme di queste curve si vede la necessità dello studio di egualizzatori adatti nei diversi casi per ottenere curve il più possibile spianate ed orizzontali.

Chiudiamo queste note, necessariamente un poco frammentarie, formulando l'augurio che anche da noi dove serie Case si sono affermate con una produzione qualitativamente non inferiore a quella straniera, questi apparecchi, interessantissimi tanto per i tecnici che per i profani, incontrino il massimo sviluppo. *

qui.. RADIO-PIERINO..!
Il
MICROFONO
tipo famiglia
SORPRENDENTE - DIVERTENTE - ORIGINALE -
Questo microfono, molto sensibile, applicato direttamente alla presa fono della Vostra radio, Vi permetterà mille e una combinazione a Vostra scelta ....
Sorprese - Monologhi - Canzoni
Discorsi.......
Udirete dall'altoparlante della Vostra radio la voce od esecuzioni strumentali Vostre, dei Vostri ragazzi, degli amici.....
dis. L. GOETGELUCK -

FILTRI DI LIVELLAMENTO E STABILIZZAZIONE DI TENSIONE

di Brida Egon

Una tensione di alimentazione a regime continuo si ottiene mediante l'impiego di valvole raddrizzatrici, sfruttando la loro caratteristica di conducibilità unidirezionale per il fatto che solo per le semionde positive si ha un passaggio di corrente attraverso la valvola, mentre per quelle negative la resistenza interna del tubo diviene altissima impedendo qualsiasi passaggio di corrente (fig. 1).

La tensione così ottenuta però non è continua ma solo unidirezionale e pulsante, si ricorre perciò ai filtri di livellamento o cellule a Π di cui daremo ora qualche elementare indicazione di calcolo.

Il primo livellamento avviene attraverso il condensatore di carica posto dopo la valvola raddrizzatrice, per determinare il valore di detto condensatore, o del livello del rumore di fondo Vf valgono le seguenti formule:

per rettificazione ad una semionda

$$Vf = 4.5\ I/C \qquad [\text{V, mA, } \mu\text{F}]$$

per rettificazione a due semionde

$$Vf = 2.1\ I/C \qquad [\text{V, mA, } \mu\text{F}]$$

dove I è la corrente continua utilizzata dal circuito di carico.

Per ottenere un ulteriore livellamento si crea il classico circuito a Π composto di due condensatori e da una induttanza o resistenza.

Il fattore di filtro s dà il rapporto fra le tensioni del livello del rumore di fondo Vf_1 e Vf_2 (fig. 2).

Tale fattore per un filtro a resistenza è dato da:

$$s = Vf_1/Vf_2 = RC_2\omega \qquad [\text{F, }\Omega]$$

Sostituendo alla resistenza R una induttanza L, il valore diventa ωL per cui s sarà dato da:

$$s = Vf_1/Vf_2 = LC_2\omega^2 \qquad [\text{F, H}]$$

dove:

per rettificazioni ad una semionda

$$\omega = 2\pi f$$

per rettificazioni a due semionde

$$\omega = 4\pi f$$

1° Esempio. - Determinare la tensione del rumore di fondo presente all'uscita di un filtro a capacità (fig. 3) sapendo che il carico è di 10 mA e la capacità ha un valore di 16 μF. Essendo la tensione applicata di 250 V, trovare la percentuale del rumore di fondo.

$$Vf = 2{,}1 \cdot 10/16 = 1{,}3\ \text{V}$$

pari a (1,3/250) 100 = 0,52%.

Per strumenti di misura dotati di indicatori visivi (occhio magico e ad indice) la percentuale del rumore di fondo può arrivare a 0,8÷1,0% senza provocare sfarfallamenti negli organi indicativi, mentre per strumenti acustici occorre un filtro a π, con resistenza per correnti non superiori a 10 mA ed a impedenza per correnti maggiori.

2° Esempio. - Per uno strumento acustico con tensione di alimentazione di 300 V e corrente 6 mA è previsto un livello del rumore di fondo all'uscita del filtro non superiore a 0,1 V. Le capacità sono da 8 μF, trovare il valore della resistenza.

$$V_1 = 2{,}1 \cdot 6/8 = 1{,}6$$
$$R = s/\omega C = 16/6{,}28 \cdot 8 = 3200 \text{ ohm}$$
$$S = V_1/V_2 = 1{,}6/0{,}1 = 16$$

3° Esempio. - Per un amplificatore del consumo di 80 mA è previsto un livello del rumore di fondo ai capi del filtro, non superiore a 0,1 V. Trovare il valore di C_2 sapendo che C_1 ha un valore di 32 μF e l'impedenza è di 8 H.

$$Vf_1 = 2.1 \cdot 80/32 = 5{,}25$$
$$S = 5.25/0.1 = 52.5$$
$$C_2 = S/\omega^2 L = (52.5/628^2 \cdot 8) \cdot 10^6 = 16\ \mu F$$

Allo scopo di rendere ancora più uniforme la tensione di alimentazione e per evitare variazioni della stessa, a causa di sbalzi di rete o variazioni di carico, si ricorre ad un sistema stabilizzatore usando tubi speciali al neon. Varie sono le case costruttrici che forniscono tubi al neon per stabilizzazioni di tensioni delle più svariate forme e caratteristiche.

STABILIZZATORI DI TENSIONE AL NEON.

La tensione di lavoro di questi tubi (fig. 4) rimane costante rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione e delle correnti di lavoro, variano solamente la tensione ai capi della resistenza in serie R o la corrente i attraverso il tubo stabilizzatore.

La tensione di alimentazione deve essere almeno 1.5 volte quella di lavoro mentre la corrente di carico I non deve superare di 3 volte quella della stabilizzatrice:

$$E \sim 1{,}5\ V$$
$$I \sim 3\ i$$

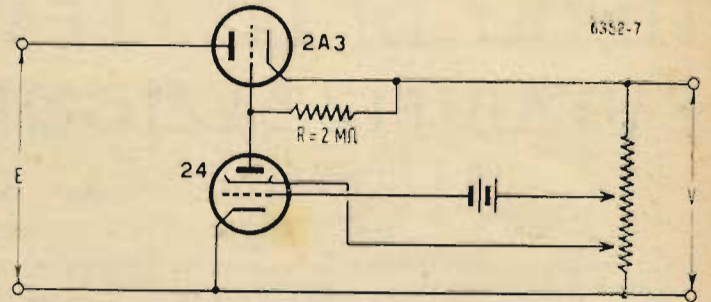
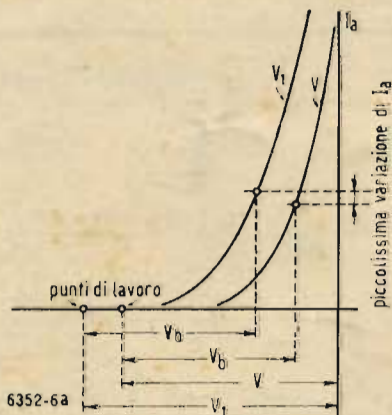
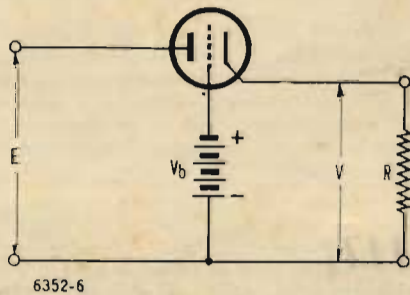
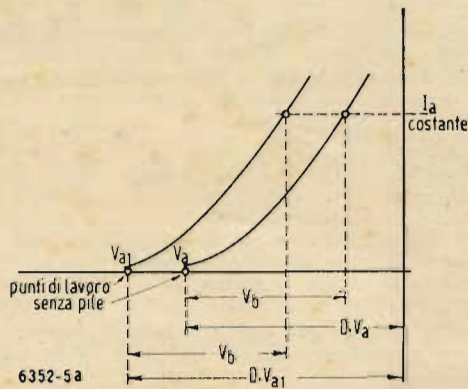
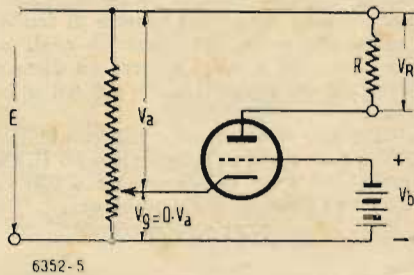
La differenza fra la tensione di alimentazione E e quella di utilizzazione V si presenta ai capi di R, quindi:

$$R = 1000\ [(E - V)/(i + I)] \qquad [i \text{ e } I \text{ in mA}]$$

STABILIZZATORI A VALVOLA TERMOJONICA

Tali circuiti richiedono speciali accorgimenti per l'alimentazione del filamento, connessioni di pile, ecc. vanno perciò utilizzati solo per scopi speciali dove le variazioni di tensioni devono essere inferiori al 2-3%.

La fig. 5 indica un circuito con valvola in parallelo alla tensione: il principio di funzionamento è il seguente:

Ad un aumento della tensione *E* corrisponde un aumento della corrente *I* e di conseguenza della tensione *Vg*. Derivando il catodo dal partitore di tensione in rapporto all'intraeffetto *D* della valvola, avremo un rapporto costante fra le tensioni *Va* e *Vg*, in modo che la corrente *I* rimane costante alle variazioni di tensione come pure la tensione *Vr* ai capi della resistenza *R*. La batteria provvede alla polarizzazione positiva della griglia in modo da spostare il punto di lavoro alla corrente voluta, dato che la tensione $Vg = D \cdot Va$ porta il punto di lavoro al ginocchio inferiore della caratteristica con conseguente $Ia = 0$.

La fig. 6 indica un circuito con la valvola in serie alla tensione di alimentazione; *E* è la tensione di alimentazione, *V* quella di utilizzazione, dallo schema vediamo che la tensione *V* forma pure la tensione di polarizzazione del circuito di griglia, la quale, essendo molto elevata porta il punto di lavoro molto fuori dalla curva (fig. 6-a), necessita quindi una sorgente di tensione continua *Vb* in serie al circuito di griglia per portare tale punto entro la caratteristica alla corrente voluta.

Lo schema di fig. 7 indica uno stabilizzatore a due valvole, una 24 ed una 2A3. Il principio si basa sull'impiego della variazione della resistenza interna della valvola 2A3 in serie al circuito.

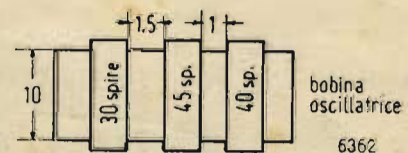
Essendo noto che *Ri* è in funzione di *Vg* la quale varia sotto l'azione della valvola 24 funzionante da amplificatrice di corrente, quando la tensione tende ad aumentare, la griglia della valvola 24 diventa più positiva, la sua corrente *Ia* aumenta e così pure la caduta di tensione ai capi di *R* in modo che la griglia della 2A3 diventa più negativa neutralizzando l'aumento di tensione che lo ha provocato.

La pila assicura la polarizzazione base di griglia della 24. *

SUPERETERODINA A BATTERIE

(segue da pagina 237)

La messa a punto non è stata per niente fastidiosa, con un oscillatore ho rapidamente tarato le medie riscontrando che il diodo della 1S5 carica assai poco il circuito che ha una sintonia assai acuta in confronto del solito, ho messo in passo l'oscillatore con la manovra del trimmer all'inizio gamma e col variare il nucleo alla fine corsa del variabile, e per tentativi, sono riuscito a mettere in passo esattamente il telaio. E' una operazione un po' delicata che richiede pazienza e metodo, ma il risultato è stato ampiamente raggiunto.

Come manopola a demoltiplica ho usato una americana surplus, coassiale a sfere 1 a 5, dolcissima con una scala semicircolare

tarata in KHz. Naturalmente non c'è illuminazione del quadrante, se la si vuole si può ricorrere ad un pulsante che accenda una lampadina in parallelo ai filamenti durante la ricerca della stazione desiderata e da tenere spenta per tutto il resto del tempo, perchè consumerebbe più delle valvole, infatti la corrente totale anodica si aggira sui 10 mA, e quella di filamento su 250 mA ed una lampadina da 1.5 V mangia almeno 300 mA.

Le batterie come si vede, sono collocate sopra l'apparecchio, ed una lampadina da 4 V - 40 mA si incarica di salvare i filamenti nel deprecatissimo caso di un corto circuito tra alta e bassa tensione.

Per comodo del costruttore riporto i valori delle tensioni lette con un voltmetro a valvola ad impedenza ingresso assai alta.

Tensione: Batteria anodica 67.5 V; Batteria accensione 1.5 V.

1R5: Placca +60 V; Schermo +34 V.
1T4: Placca +60 V; Schermo +34 V.
1S5: Placca +32 V; Schermo +20 V.
3S4: Placca +58 V; Schermo +60 V; Griglia — 7 V.

Il mobile, o meglio la scatola, è in legno verniciato con una maniglia per afferrarlo con comodo, il peso è minimo. *

Ricevitore portatile supereterodina a quattro tubi serie Rimlock

(6347)

di Gian Della Favera (i1OZD)

Il « Silvia 4 » è un modesto ricevitore supereterodina a 4 tubi. della serie Rimlock, realizzato con poca spesa e a tempo perso, ma che val la pena di esser presentato, per le sue eccellenti doti di sensibilità e di stabilità. Circuito che non ha nulla di speciale, a parer mio, se non il sistema di alimentazione e di filtraggio, che qualche novellino ancora forse non conosce. Sistema pratico, poco dispendioso, e, soprattutto, affatto ingombrante. E con tutto ciò, assai efficiente, dato che non si notano, nonostante la accensione in serie e il raddrizzamento di una sola semionda, tracce alcuna di R.A.C.

« Silvia 4 ». Perchè questo nome? Non è il caso qui di farne la storia: tale è il nome della mia YL. Volendo farle un regalo, ho pensato che un apparecchio radio, nella borsetta, le avrebbe tenuto compagnia... Infatti, le dimensioni ridotte ai minimi termini, lo fanno stare agevolmente anche in tasca.

Usando le Medie Frequenze della LSRR, (mm 25 × 25 × 60), e un variabile tolto da un Marelli, ho potuto allogare il tutto su un minuscolo telaio di cm 14 × 8 × 3. Il mobiletto, in Faesite lucidata, ha invece cm 15 × 9 × 11, e, lavorato com'è, è di bell'aspetto.

Anche il potenziometro è assai piccolo, di origine americana, e l'ho pescato da uno scassatissimo BC. Sull'asse vi ho applicato un interruttore, comandato direttamente, con un tantino di pazienza.

La scala l'ho ottenuta ritagliando un pezzetto di celluloide, anche questo recuperato da un AR 18 della Ducati. Nel retro, con dell'inchiostro china, ho scritto le principali stazioni.

L'altoparlante è un Fonomeccanica tipo 88, con un cono di 85 mm di diametro. Esso dà una buona riproduzione, e pertanto mi permetto di segnalarlo a tutti gli Amici.

Il trasformatore di uscita ha 3000 ohm d'impedenza in ingresso, e 2.5 ohm nell'uscita. Caratteristiche essenziali queste, per un massimo rendimento della UL 41.

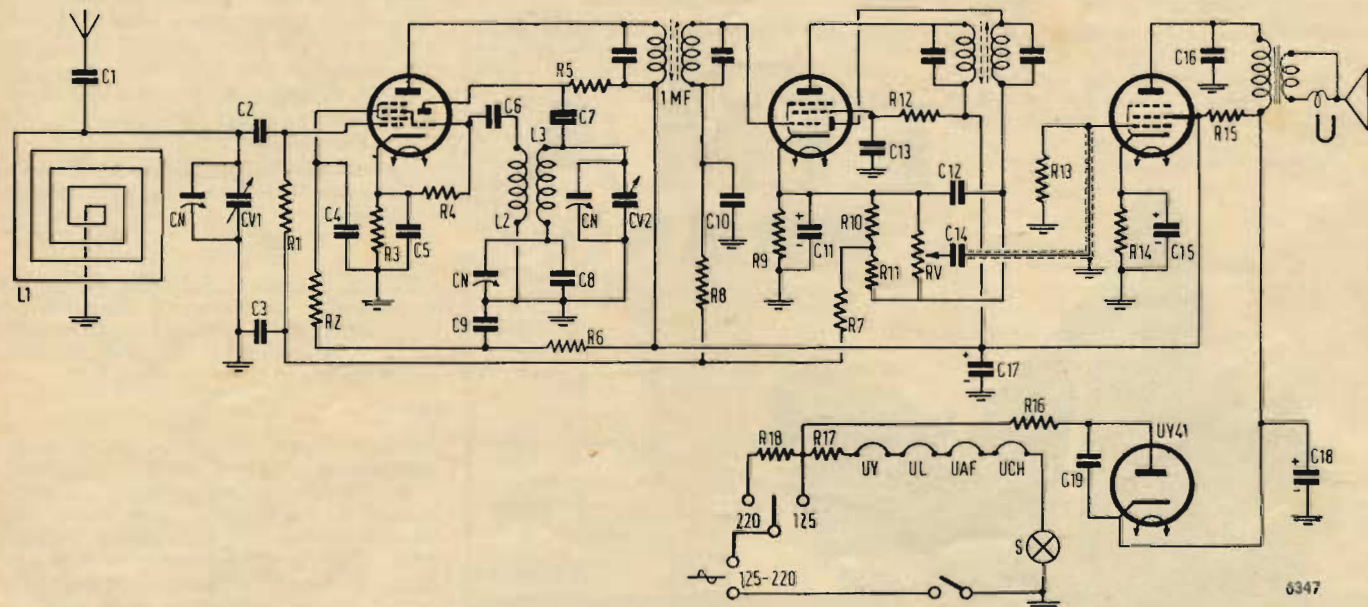
Chi non avesse i dati e le connessioni riguardanti le Rimlock, potrà trovare un ampio servizio sul n. 5, maggio 1948, de « *l'antenna* ».

Quantunque sia stato usato il telaio, direttamente avvolto nell'interno del mobiletto, ho derivato una presa di antenna, connettendola ad una boccola situata sul retro dello chassis.

Dirò subito che la locale si sente egregiamente di giorno, senza nessun pezzo di filo ausiliario. Altrettanto dicasi per le principali emittenti europee, di sera. Ma con un paio di metri di filo, la storia cambia assai, anche di giorno! Ho notato che la ricezione con solo telaio, specie di giorno, subisce dei mutamenti, a seconda di come è orientato il ricevitore. Ed è un fenomeno che non ha nulla di strano, ma che fa risaltare la sensibilità del baracchino!

Data la chiarezza e la semplicità dello schema, ritengo inutile dar ulteriori spiegazioni sul circuito.

Ed ora, avanti amici. Con questo gingillo, e la « morosa » al fianco, vi garantisco che al caffè ci farete un figurone!

Chi vorrà altri ragguagli, mi scriva. « La Voce del Piave » li fornirà ben volentieri, come ha sempre fatto fin'ora, e sarà altresì lieto di conoscere i risultati ottenuti da eventuali modifiche. *

ELENCO DEL MATERIALE

C1 = 1000 pF, 1500 V; *C2-12* = 100 pF, 250 V; *C3* = 25000 pF, 250 V; *C4-5-13* = 50000 pF, 500 V; *C6* = 50 pF, 250 V; *C7* = 250 pF, 250 V; *C8* = 350 pF, 250 V; *C9-19* = 0,1 mF, 1500 V; *C10-C14* = 10000 pF, 250 V; *C11-15* = 25 mF, 30 V El.; *C16* = 3000 pF, 1500 V; *C17-18* = 32+32 mF, 300 V.

CV1-CV2 = 2 × 465 pF, variabili.

L1 = 22 spire, 14,5+8,5; *L2-L3* = dal gruppo Geloso n. 1901.

S = lampadina 6,3 V, 0,1 A.

Valvole = UCH41, UAF41, UL41, UY41.

Media frequenza: 467 kc/s.

R1-6-13 = 0,5 Mohm, ¼ W; *R2-7* = 10 kohm, ½ W; *R3* = 200 ohm, ¼ W; *R4* = 40 kohm, ¼ W; *R5* = 10 kohm, ¼ W; *R8* = = 0,25 Mohm, ¼ W; *R9* = 250 ohm, ¼ W; *R10* = 1 Mohm, ¼ W; *R11* = 2 Mohm, ¼ W; *R12* = 45 kohm, ½ W; *R14* = 150 ohm, ½ W; *R15* = 750 ohm, 1 W; *R16* = 150 ohm, ½ W; *R17* = 220 ohm, 3 W; *R18* = 1000 ohm, 3 W.

RV 0,5 Mohm potenziometro.

CN 0 ÷ 30 pF, compensatori.

rassegna della stampa

SOLUZIONE GRAFICA PER AMPLIFICATORI CON USCITA CATODICA (CATHODE FOLLOWERS)

di Herbert L. Krauss

TABELLA DEI SIMBOLI

e_b = tensione totale istantanea fra catodo e placca.
i_b = corrente totale istantanea di placca.
e_c = tensione griglia catodo totale istantanea.
e_k = tensione catodo - massa totale istantanea.
e_a = tensione totale istantanea sviluppata ai capi di una porzione di R_k come è indicato nelle figg. 3 e 6.
e_s = tensione istantanea del segnale applicato fra griglia e massa.
E_{co} = tensione di riposo tra griglia e catodo.
E_{ko} = tensione di riposo tra catodo e massa.
E_{bo} = tensione di riposo fra catodo e placca.
E_{cc} = tensione negativa di alimentazione.
E_{bb} = tensione anodica di alimentazione.
$e_g = e_c - E_{co}$ = tensione componente variabile istantanea fra griglia e catodo.
$e_o = e_k - E_{ko}$ = tensione componente variabile istantanea fra catodo e massa.
I_{bo} = corrente anodica di riposo.
E_s = valore effettivo della tensione del segnale alternato.
E_g = valore effettivo della tensione alternata tra griglia e catodo.
E_o = valore effettivo della tensione d'uscita fra catodo e massa.
μ = fattore d'amplificazione del tubo.
r_p = resistenza dinamica anodica del tubo.
R_g = resistenza di fuga di griglia.
R_k = resistenza di carico sul catodo.
R_{pp} = resistenza di carico fra placca e placca di un amplificatore in controfase.
R_L' = resistenza anodica di carico per un amplificatore ad un solo tubo con accoppiamento a trasformatore, oppure $= R_{pp}/4$ per un amplificatore in push-pull.

* * *

Electronics Gennaio 1947

La letteratura tecnica si è più volte occupata di questo problema, la soluzione che qui l'A. illustra à da ritenersi la più semplice perchè si vale di una sola caratteristica anodica del tubo e della retta. Si devono però determinare scale speciali per la tensione di catodo e per la tensione di griglia e questo per ogni valore di resistenza di carico, ma questo è assai facile quando si sia fissato il punto di funzionamento. Una volta determinata la scala relativa alla tensione segnale con metodo convenzionale riesce agevole l'analisi della tensione o della potenza d'uscita.

In questa discussione si assume il carico sempre resistivo come pure i condensatori di accoppiamento e di « by pass » si pensa abbiano reattanza zero, mentre le capacità distribuite agli elementi del tubo si immagina che esse abbiano reattanza infinita. Nel caso che vengano considerati accoppiamenti a trasformatore si immagina che la loro resistenza ohmica sia zero come pure zero sia la loro induttanza dispersa, accoppiamento uguale all'unità ed un'induttanza primaria e econdaria infinita pure con un rapporto di trasformazione di rapporto finito.

Infine in ogni esempio si assume come fonte del segnale un amplificatore accoppiato capacitivamente alla griglia del « Cathode Follower ». In taluni esempi il circuito può essere semplificato se l'accoppiamento capacitivo non è necessario.

Tutte le figure dal n. 1 al n. 7 indicano circuiti comuni di stadi «Cathode Follower» l'unica differenza va ricercata nel modo con cui è ottenuta la polarizzazione della griglia. Se è richiesta un'elevata impedenza d'ingresso i circuiti da scegliere sono il 2 e il 7, perchè in questi circuiti la tensione alternata ai capi di R_g è: $E_s - E_o = E_g$, cioè assume il più piccolo valore possibile di modo che pochissima corrente scorrerà in R_g. D'altra parte in fig. 1 la tensione ai capi di R_g è E_s.

Dato che $E_g \simeq 0{,}1\ E_s$ in molti « cathode followers », un dato valore di R_g, sembrerà approssimativamente 10 volte maggiore della sorgente del segnale relativo al circuito della fig. 7 rispetto al circuito di fig. 1. I circuiti delle figg. 3, 4, 5 e 6 danno valori intermedi.

Ad illustrare la soluzione grafica per la determinazione del punto di funzionamento verranno qui usate le caratteristiche di un tubo 6J5 con $R_k = 10.000$ ohm e con una tensione di batteria; $E_{bb} = 300$ V.

Le curve caratteristiche sono rappresentate in fig. 8. Dapprima si dovrà tracciare la retta di carico con pendenza uguale $-1/R_k$ sulle caratteristiche del tubo.

Per convenienza nel calcolo si faccia uso di una scala di e_k sotto alla scala e_b usando la relazione

$$e_k = E_{bb} - e_b \quad [1]$$

Ubicare la tensione di lavoro ($e_s = 0$) per un particolare circuito usato, il metodo per far ciò è indicato sotto ad ogni circuito. In fig. 1 la griglia è a potenziale di massa nella condizione di riposo. Così

$$E_{co} = -E_{ko} \quad [2]$$

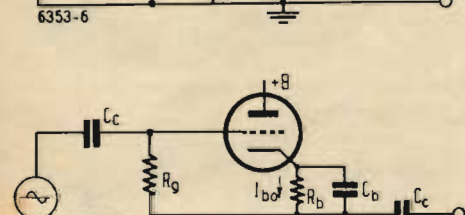
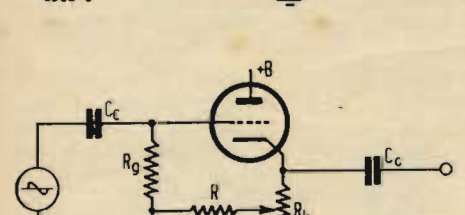
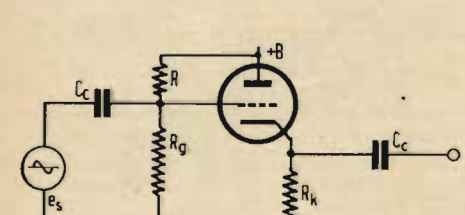
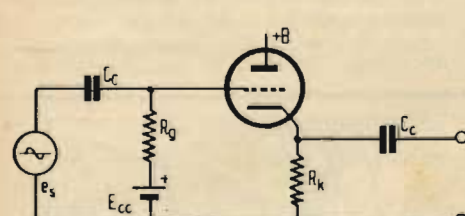
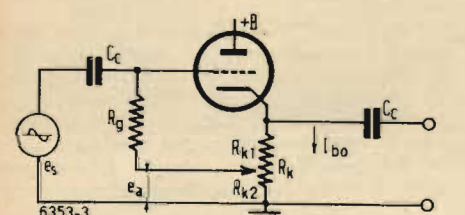
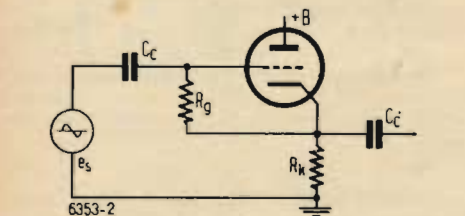
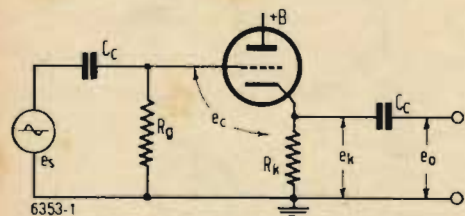
definisce il punto di riposo. Da un esame delle caratteristiche di fig. 8 questa condizione è soddisfatta nel punto in cui $E_{co} = -14$ V, $E_{ko} = +14$ V. Tale punto nella fig. 8 è indicato con la lettera *A*. Nel circuito della fig. 2, $E_{co} = 0$ perchè la resistenza di fuga è collegata direttamente al catodo. Questa condizione dà il punto di funzionamento segnato con la lettera *B* nella fig. 8; in questo punto $E_{ko} = 163$ V.

Il circuito di fig. 3 dà un punto di funzionamento intermedio ai due esempi prima esposti. La griglia è ad un potenziale E_{ao} superiore a massa dove E_{ao} è il valore di riposo di e_a. La condizione da soddisfarsi è quindi:

$$E_{co} = -I_{bo} \times R_{k1} = -(E_{ko} - E_{ao}) = -E_{ko} \times (R_{k1}/R_k) ;$$

dove

$$R_k = R_{k1} + R_{k2} . \quad [3]$$

Si supponga ad esempio che il punto di funzionamento sia posto dove $E_{co} = -6$ V ed $E_k = 89$ V dall'equazione [3] si ha allora $R_{k1} = R_k (E_{co}/-E_{ko}) = 10.000 \times 6/89 = 674$ ohm, e $R_{k2} = 10.000 - 674 = 9.326$ ohm. Questo dà il punto di funzionamento in C (fig. 8).

Figg. 1÷7. - *Vari tipi di circuito di amplificatori con uscita di catodo.*

Nel circuito di fig. 4 il punto di funzionamento può essere scelto a piacere dalla regolazione della tensione di polarizzazione di griglia. Dall'esame del circuito si ha che la condizione $E_{cc} = E_{ko} + E_{co}$ dovrà essere soddisfatta. Se il punto di funzionamento usato in fig. 3 è scelto pure come punto di funzionamento per il circuito di fig. 4 si ha $E_{co} = -6$ V, $E_{ko} = 89$ V ed $E_{cc} = 83$ V.

Il negativo di lavoro per il circuito di fig. 5 è ottenuto tramite il divisore di tensione R e R_g collegato al positivo dell'alta tensione. Un negativo di riposo tra griglia e massa può allora ottenersi uguale al valore desiderato (equivalente alla tensione E_{cc} del circuito di fig. 4) dall'appropriata scelta dei valori delle resistenze. Il punto di funzionamento è allora determinato nel'a maniera esposta in precedenza. Il punto di funzionamento del circuito di fig. 6 è determinato nel modo identico a quello seguito per il circuito di fig. 3.

Per il circuito della fig. 7

[4] $$E_{co} = -I_{bo} \times R_b$$

se $R_k + R_b = 10.000$ ohm e se come punto di funzionamento è stato scelto il punto C (fig. 8) si avrà $I_{bo} = 8.9$ mA e $R_b = 6/(8.9 \times 10^{-3}) = 674$ ohm; così $R_k = 9.326$, questi risultati sono gli stessi ottenuti per il circuito di fig. 3. Dato che R_b è shuntato in C.A. dal condensatore C_b (fig. 7) il carico in C.A. (R_k) è minore della resistenza in C.C. ($R_k + R_b$). Se R_k è stata scelta uguale a 10.000 ohm si dovrà tracciare una nuova retta di carico in C.C., corrispondente a $R_k + R_b$.

Se la retta di carico in C.A. passa attraverso il punto di funzionamento C il valore di R_b può trovarsi nel modo visto in precedenza.

La retta di carico in C.C. dovrebbe ora passare attraverso il punto di funzionamento $E_{bb} = 306$ V. Così il punto di funzionamento può essere scelto sulla retta di carico in C.A. e la tensione di placca aumentata dal valore scelto in precedenza (300 V) di tanto quanto è il valore del negativo di griglia. Questa correzione che dovrebbe pure essere applicata negli amplificatori che hanno il carico sul circuito anodico e che ricavano il negativo di griglia con una resistenza sul catodo, ma questo valore risulta in pratica così piccolo che il trascurarlo non comporta variazione apprezzabile in pratica. La scelta del punto di funzionamento è governata dalle stesse considerazioni che guidano l'impostazione di un amplificatore con carico anodico. Se questo punto di funzionamento E_{co} è troppo vicino allo zero (punto B in fig. 8) la dissipazione continua di placca può essere eccessiva oppure la griglia può diventare positiva con conseguente passaggio di corrente di griglia. Se il punto di funzionamento è troppo vicino all'altro estremo della retta di carico (punto A in fig. 8) si ha distorsione non lineare e il tubo può essere portato all'interdizione e quindi potrà applicare unicamente una tensione segnale relativamente piccola.

Il punto C di funzionamento rappresenta un buon compromesso in quanto esso permette la massima escursione in entrambe le direzioni.

La curva dinamica di carico potrà essere tracciata dopo quella statica. Il carico dinamico sarà minore del carico statico ma in molte applicazioni questa differenza è così lieve che può essere senz'altro trascurata come verrà fatto nell'esempio che segue.

Riferendosi alla retta di carico rappresentata in fig. 8 ed assumendo il punto C quale punto di lavoro il segnale e_s è determinato dai vari valori istantanei attraversati da questo lungo la retta di carico. Un metodo conveniente è quello di determinare l'ampiezza della tensione segnale ad ogni intersezione della retta di carico con le curve delle caratteristiche della valvola.

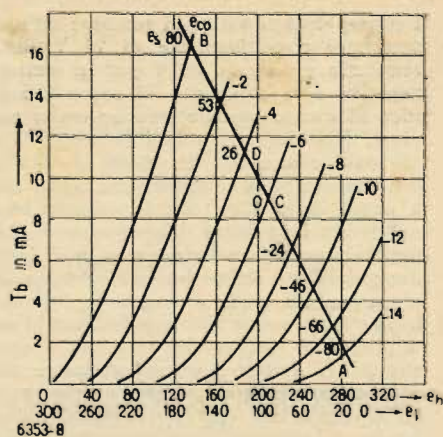



Fig. 8. - *Uno stadio con uscita di catodo facente uso del tubo 6J5 e con R_k = 10.000 ohm e E_{bb} = 300 V.*

Il valore istantaneo di e_s può essere ricavato dalla seguente relazione:

[5] $$e_s = e_c - E_{co} + e_k - E_{ko}$$

dove E_{co} e E_{ko} sono valori che vanno considerati nel punto di funzionamento.

La precedente relazione è equivalente all'espressione:

[6] $$E_s = E_g + E_o$$

dove però vengono considerate le componenti alternate.

Così in fig. 8 al punto D, $e_c = -4$ V, $e_k = 113$ V e $e_s = -4 - (-6) + 113 - 89 = 26$ V.

Altri valori di e_s, trovati in modo analogo sono indicati in scala lungo la retta di carico.

Una volta che questa scala è stata determinata nel modo indicato sopra, i valori dei punti intermedi possono essere determinati per interpolazione. Una interpolazione lineare dei valori di e_s fra i punti trovati in precedenza da un risultato sufficientemente accurato grazie alla bassa distorsione degli stadi con uscita di catodo (« cathode followers »).

Per l'analisi della distorsione si consideri un segnale sinusoidale posto all'ingresso e si analizzi la forma d'onda della tensione o della corrente all'uscita dello stadio, in modo analogo a quello impiegato per i comuni amplificatori di potenza. E' da notarsi che per questa analisi ci si dovrà valere della scala dei valori di e_s piuttosto della scala di e_c usati per gli amplificatori comuni.

Lavorando nel punto C (fig. 8) un segnale avente l'ampiezza di 80 V porterà il negativo di griglia a zero, in tale punto $e_k = 163$ V e $e_o = e_k - E_{ko} = 74$ V. Quando il valore istantaneo della tensione segnale sarà di 80 V negativi (questo punto è indicato sulla retta di carico), $e_k = 17$ V e $e_o = -72$ V.

Quindi l'ampiezza della tensione d'uscita è ad un dipresso la stessa in entrambe le semionde negative e positive e questo è chiaro indice di una bassa distorsione. L'amplificazione in tensione dello stadio è:

$$A = (\sqrt{2}\,E_o)/(\sqrt{2}\,E_s) = 73/80 = 0.91$$

In contrasto a questo stadio si dirà che un amplificatore con il carico posto sul circuito anodico funzionante nelle stesse condizioni con un segnale uguale a $\sqrt{2}\,E_g = 6$ V

i corrispondenti valori di tensione all'uscita sarebbero rispettivamente di 74 V per la semionda positiva e 60 V per la semionda negativa e il contenuto di seconda armonica di questo segnale sarebbe molto maggiore. Riassumendo quindi le proprietà degli stadi con uscita di catodo si dirà che essi presentano una distorsione molto bassa a causa della loro controreazione, hanno un'elevata impedenza d'ingresso cosa che è particolarmente vantaggiosa quando lo stadio precedente sia particolarmente sensibile al carico, gli stadi a « cathode follower » hanno inoltre una bassa impedenza d'uscita, requisito questo che permette a questi circuiti di eccitare convenientemente stadi di potenza; il solo svantaggio che questo circuito presenta è quello di richiedere una tensione d'ingresso leggermente maggiore di quella richiesta per pilotare un uguale circuito con uscita anodica.

Questo circuito è convenientemente utilizzato come adattatore di impedenza quando si debba passare da un valore elevato ad un valore basso oppure come stadio amplificatore di segnali video. La figura 9 riproduce lo schema di un possibile accoppiamento diretto (senza ausilio del condensatore) fra placca e griglia quando lo stadio che segue sia del tipo a « cathode follower ». Questo collegamento esclude pure il montaggio della resistenza di fuga sulla griglia dello stadio che segue, questa concessione è però possibile quando la tensione anodica del primo stadio sia la stessa di quella richiesta sulla griglia della seconda valvola.

La figura 10 riproduce un altro accoppiamento diretto che può essere usato con successo laddove necessiti una misura selettiva su un circuito accordato funzionante a radio-frequenza. Dato che un voltmetro a valvola a diodo rappresenta un carico ap-quindi la rivelazione avviene in modo identico al circuito convenzionale a diodo con il vantaggio però che con il circuito del tipo rappresentato in fig. 11 si viene ad avere un'elevata impedenza d'ingresso.

Lo svantaggio che questo circuito presenta come rivelatore è che, indipendentemente dal valore di R_k, la tensione negativa di griglia dev'essere sviluppata ai capi di R_k ed un segnale negativo uguale a questa tensione dev'essere applicato prima che il tubo s'interdisca, e ciò porta di conseguenza che segnali di piccola ampiezza non vengono ad essere rettificati.

Questo svantaggio può essere aggirato applicando un'opportuna tensione continua tale da portare all'interdizione il tubo. La tensione d'uscita di questo stadio rivelatore è positiva e non può quindi essere sfruttata per il controllo automatico di volume. A causa della bassa impedenza d'uscita gli stadi ad uscita di catodo sono a volte convenientemente usati come amplificatori di potenza se l'impedenza di catodo è soggetta a variazioni. Il circuito da seguire per questo genere di montaggio è riprodotto nella fig. 12, questo circuito porta una batteria di polarizzazione per la griglia controllo ma questa polarizzazione può ottenersi pure nel modo rappresentato in fig 7, cioè con resistenza catodica cortocircuitata al segnale alternato da un condensatore; beninteso queste condizioni sono limitate alla classe A. La soluzione grafica del circuito di fig. 12 è simile alla soluzione che si seguirebbe per un amplificatore con carico anodico ad eccezione fatta per le scale di e_s e e_k come si è visto per il grafico di fig. 8. Il punto di funzionamento è determinato dal valore della tensione anodica e dalla tensione di polarizzazione esattamente come negli amplificatori con uscita di catodo.

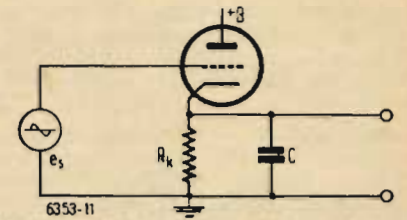



Fig. 11. - *Circuito di un rivelatore ad elevata impedenza.*

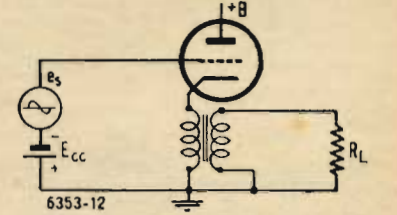



Fig. 12. - *Circuito di un amplificatore con accoppiamento a trasformatore.*

catodo ($\sqrt{2}\,E_g = 22{,}5$ V); i valori corrispondenti alla tensione $\sqrt{2}\,E_s$ sono dati nella tabella.

Per un carico catodico pari a 1700 ohm non si ha una diminuzione apprezzabile della distorsione rispetto ai valori di distorsione ottenuti con un ugual carico anodico, perchè l'ampiezza del segnale è tale da bloccare la corrente anodica per una certa parte del periodo (per esempio $i_b = 0$ per $e_s = -90$ V. Se l'ampiezza del segnale è ridotta a 90 V ($= \sqrt{2}\,E_s$) con un carico di 1.700 ohm, $P_o = 1{,}31$ W e la distorsione per seconda armonica è del 5,1 per cento.

Con altri valori di resistenza di carico la distorsione armonica è considerevolmente

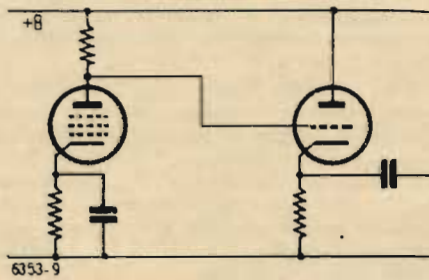



Fig. 9. - *Un circuito con accoppiamento diretto.*

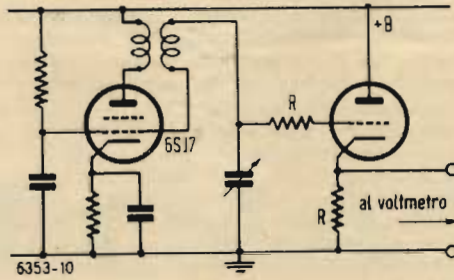



Fig. 10. - *Un voltmetro a valvola.*

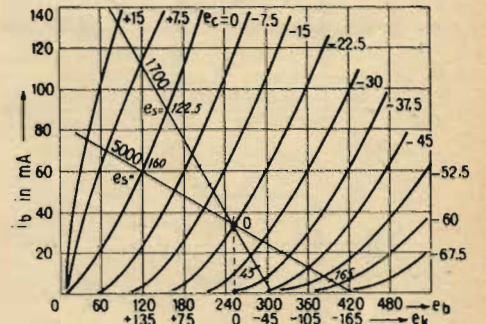



Fig. 13. - *Un tubo di tipo 6L6 usato come amplificatore di potenza ed accoppiato a trasformatore con R_L' uguale a 1700 per la retta superiore e con R_L' uguale a 5000 ohm per la retta inferiore.* - $E_{bb} = 225$ V; $E_{cc} = 22{,}5$ V.

prezzabile quando è posto ai capi di un circuito accordato in radio-frequenza e ciò porta di conseguenza una riduzione della selettività è quindi conveniente l'inserzione di uno stadio come in fig. 10. La griglia schermo del tubo 6SJ7 può funzionare a 75÷100 V, tensione questa conveniente per le condizioni statiche fra griglia e massa di un tubo montato con uscita catodica. La resistenza R in serie alla griglia del tubo a « cathode follower » è stata posta per prevenire oscillazioni in quest'ultimo stadio. Un valore compreso fra 100 e 1000 ohm ordinariamente è sufficiente a prevenire l'innesco di oscillazioni. Il circuito riprodotto in fig. 11 con un elevato valore di R_k e cortocircuitato in R.F. dal condensatore C rappresenta l'uso di un rivelatore con uscita di catodo, rivelatore beninteso per onde modulate in ampiezza. L'elevato valore dato ad R_k fa sì che in condizione di riposo la valvola venga a portarsi automaticamente in prossimità del punto di interdizione e

In modo simile viene determinata la pendenza della retta di carico determinata dalla resistenza di carico riflessa (R_L') nel circuito primario del trasformatore.

In fig. 13 è indicata la costruzione grafica per una valvola del tipo 6L6 funzionante come triodo con $E_{bb} = 255$ V. $E_{cc} = -22{,}5$ V con resistenza di carico di 1.700 e di 5.000 ohm sul circuito primario. Una scala per i valori di e_k appare sotto alla scala dei valori di e_b ed infine i valori di e_s sono indicati lungo le due rette di carico. Da notarsi che $e_k = 0$ nel punto di funzionamento: così e_s è facilmente determinato a qualsiasi punto lungo la retta di carico dalla seguente relazione:

$$[7] \qquad e_s = e_k + e_g$$

La tabella 1 raccoglie i risultati dei calcoli con tre valori di resistenza di carico sia in uno stadio con uscita anodica che in uno stadio con uscita catodica. In ogni caso viene usata la stessa tensione griglia-

ridotta dal carico catodico e la potenza di uscita viene a subire un aumento di circa il 10 per cento. In altri casi l'uso dell'amplificatore con uscita di catodo viene considerato svantaggioso per l'ampiezza del segnale che lo dovrebbe eccitare.

Nella fig. 14 è riprodotto un amplificatore di potenza con carico catodico.

Un esame delle condizioni soddisfatte sia per le condizioni statiche che per quelle dinamiche dimostra la perfetta identicità di un amplificatore con uscita anodica. Le condizioni sono:

statiche:

$$i_{b_1} = i_{b_2}\ ; \quad e_{c_2} = E_{cc}\ ;$$

$$[8] \quad e_{k_1} = e_{k_2} = 0\ ; \quad e \quad e_{b_1} = e_{b_2} = E_{bb}$$

dinamiche:

$$\Delta e_{s_1} = -\Delta e_{s_2}$$

$$\Delta e_{k_1} = -\Delta e_{k_2}\ ; \quad i_{b_1} - i_{b_2} = i_d\ ;$$

perciò

$$[9] \quad \Delta e_{c_1} = -\Delta e_{c_2}\ , \quad \Delta e_{b_1} = -\Delta e_{b_2}$$

In queste relazioni su esposte i numeri 1 e 2 si riferiscono ai due tubi del push-pull e i_d è la componente alternata totale producente il flusso variabile nel primario del trasformatore. Convenzionalmente questa corrente è definita nel seguente modo:

$$i_d \times N_p = i_2 \times N_s ;$$

dove N_p è la metà del numero di spire primario e N_s sono le spire totali del circuito secondario. Dato che le condizioni da soddisfare sono le stesse sia per il controfase con uscita di catodo che per il controfase con uscita anodica pure con il circuito di fig. 14 potrà seguire la soluzione grafica da adottarsi per il push-pull con uscita anodica. Lungo la retta di carico si dovrà tracciare una scala relativa alla tensione del segnale. Le tabelle comprese fra il II e il V riassumono l'analisi svolta su di un circuito controfase facente uso di due tubi del tipo 6L6 montati a triodi.

Riassumendo i vantaggi degli amplificatori

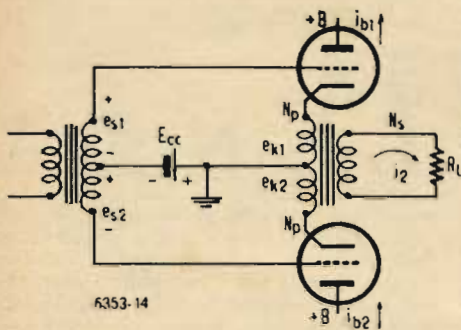



Fig. 14. - Circuito di un amplificatore di potenza con tubi in controfase con uscita di catodo.

con uscita di catodo sono: elevata impedenza d'entrata e bassa impedenza d'uscita, gli svantaggi vanno ricercati nell'elevata ampiezza che deve avere il segnale di griglia, e nella tensione massima ammissibile fra catodo e filamento per un dato tubo.

Paragonato ad uno stadio simile con uscita anodica l'amplificatore con uscita di catodo eroga maggior potenza e diminuisce la distorsione, semprechè il segnale impresso all'amplificatore con uscita di catodo non porti all'interdizione la valvola. Se la distorsione è bassa per un amplificatore con uscita anodica (sia per un tubo solo che per un circuito controfase) l'uso dell'uscita catodica non incrementa in modo apprezzabile la potenza d'uscita, mentre se la distorsione è elevata si ha vantaggio ad usare il circuito con uscita di catodo in quanto si viene ad ottenere un aumento di potenza dell'ordine del 10 per cento e una notevolissima riduzione della distorsione. L'aumento di potenza avviene perchè la reazione negativa con il carico anodico viene ad aumentare l'ampiezza della fondamentale mentre riduce le frequenze armoniche. Il valore della resistenza di carico ottimo (R_L') è approssimativamente la stessa sia per carico anodico che per carico catodico.

L'impedenza interna di un tubo funzionante come amplificatore con uscita di catodo è: $r_p/(1+\mu)$.

Per chi desiderasse inoltrarsi maggiormente nell'argomento citiamo la bibliografia seguente:

1) *Theory and Applications of Electron Tubes*, di REICH MC. GRAW HILL, N. Y., 1944.
2) REICH, *Electronic Industries*, luglio 1945.
3) RICHTER W., *Electronics*, novembre 1942.
4) SHAPIRO D.L., *P.I.R.E.*, maggio 1944.
5) GREENWOOD H. M., *QST*, giugno 1945.
6) GOLDBERG H., *P.I.R.E.*, novembre 1945.
7) SCHLESINGER K., *P.I.R.E.*, dicembre 1945.
8) M.I.T. STAFF, *Applied Electronics*, John Wiley e Sons, N. Y., 1943.

R. B.

TABELLA I.

Uscita della frequenza fondamentale e distorsione della seconda armonica di un triodo usato come amplificatore sia con uscita di placca che con uscita di catodo. Il tubo usato è del tipo 6L6 con la tensione E_{bb} = 255 volt, E_{cc} = — 22.5 volt, $\sqrt{2}\,E_g$ = 22.5 volt.

R_L'	*Uscita anodica*		*Uscita di catodo*		
ohm	(1)	(2)	(1)	(2)	(3)
1.700	1.78	14,2	2.06	13.2	122,5
3.400	1.71	7.5	2.06	2,4	148.5
5.000	1.53	5.5	1.80	0.6	160.0

TABELLA II.

Tubi 6L6 collegati a triodo montati in controfase con: E_{bb} = — 22,5 volt; $\sqrt{2}\,E_g$ = = 22.5 volt.

R_L'	*Uscita anodica*		*Uscita catodica*		
ohm	(1)	(4)	(1)	(4)	(3)
500	3.72	0,41	3.75	0	83
1.000	4.20	0,36	4.20	0	114
1.500	4.02	0,23	4.02	0	131

In un amplificatore in push-pull R_L' è equivalente alla resistenza di carico presentato su di un tubo ed è uguale ad 1/4 della resistenza di carico fra placca e placca.

TABELLA III.

Circuito controfase con due tubi tipo 6L6 collegati a triodo con: E_{bb} = 255 volt; E_{cc} = — 30 volt, $\sqrt{2}\,E_g$ = 30 volt.

R_L'	*Uscita anodica*		*Uscita di catodo*		
ohm	(1)	(4)	(1)	(4)	(3)
500	3.66	4.75	3.83	1,07	93
1.000	4.30	3.59	4.57	0.35	126
1.500	4.37	2.84	4.60	0,22	147
1.700	4.28	2.82	4.53	0.00	154

TABELLA IV.

Circuito controfase con 6L6 montate a triodo con E_{bb}=225 volt, E_{cc} = — 37.5 volt, $\sqrt{2}\,E_g$ = 37.5 volt.

R_L'	*Uscita anodica*		*Uscita catodica*		
ohm	(1)	(4)	(1)	(4)	(3)
1.000	3.72	11.0	4.35	2.9	133
1,250	3.89	10.9	4.52	1.8	145
1.500	3.81	10.0	4.48	1.7	155
2.000	3.72	9.0	4.26	1.8	170

TABELLA V.

Circuito controfase con 6L6 montate a triodo con E_{bb}=225 volt, E_{cc} = — 37.5 volt, $\sqrt{2}\,E_g$ = 45 (la griglia è alimentata da 7.5 volt positivi).

R_L'	*Uscita anodica*		*Uscita di catodo*		
ohm	(1)	(4)	(1)	(4)	(3)
1.000	6.27	10.7	7.37	2.2	169
1.250	6.34	10.2	7,43	1.8	184
1.500	6.35	9.2	7.39	1.5	196
2.000	6.08	9.0	7.00	1.6	215

(1) P_o (watt).
(2) % di seconda armonica.
(3) $\sqrt{2}\,E_s$ (V).
(4) % di terza armonica.

OSCILLATORI MODULATI IN FREQUENZA CON UNA SOLA VALVOLA

(Parte seconda)

K. C. Johnson

WIRELESS WORLD Maggio 1949

Si è già detto [1] che si può ottenere un oscillatore modulato in frequenza con un pentodo avente sul circuito catodico un risonatore serie, la cui induttanza sia accoppiata induttivamente con un altro avvolgimento percorso dalla corrente anodica. La funzione del secondo avvolgimento è solo quella di cambiare l'induttanza effettiva del primo, e quindi la frequenza di risonanza del circuito accordato, e tutto questo in funzione delle variazioni della tensione della griglia soppressore. Usando uno dei circuiti di fig. 1 si possono ottenere delle variazioni di frequenza anche del 30%.

In questo articolo si vogliono discutere alcuni dettagli pratici che si incontrano nel calcolo e l'uso di circuiti di tal tipo quali « wobbulator » per l'allineamento dei ricevitori.

Il circuito a due valvole mostrato in fig. 1 (a) ha parecchi vantaggi su quello ad una sola valvola, per l'applicazione a generatori di segnali di classe e come oscillatori locali per ricevitori super panoramici, dove la valvola invertitrice di fase può essere data dalla sezione triodo della normale convertitrice.

[1] « l'antenna » n. 5, 1949, pag. 205-06.

Però, per una semplice unità funzionante su una frequenza fissa centrale il tipo ad una valvola sola è più economico e può dare una sufficiente costanza di ampiezza nella banda richiesta.

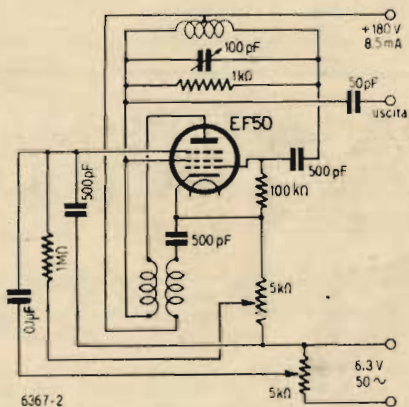
Al contrario della valvola a reattanza, questi oscillatori a due valvole danno una tensione con ampiezza praticamente costante su una larga gamma senza difficoltà; la migliore bontà del circuito a una sola valvola dipende dal cambiamento di guadagno colla frequenza dovuto alla risonanza nell'avvolgimento inversore di fase; però con un opportuno dimensionamento si ha una variazione di circa il 10 % in ampiezza agli estremi della banda, che può raggiungere il 30 % della frequenza centrale.

Per gli scopi normali, come l'allineamento delle medie frequenze di un ricevitore, una banda di 20 kHz rispetto a 1 MHz è sufficiente e quindi l'ampiezza di un oscillatore ad una valvola rimane costante. Anche la linearità sarà praticamente perfetta, poichè la tensione necessaria sulla griglia soppressore non sarà superiore ai due volt.

Valvole. — Sembrerebbe a prima vista che per questi circuiti fossero preferibili i nuovi

pentodi « a pendenza di soppressore », ma invece così non è nonostante le tolleranze strette a cui soddisfano quesi tubi. E ciò perchè la corrente minima di schermo è molto più grande di quella di un pentodo ordinario, e quindi la suddivisione di corrente ammissibile troppo piccola, e anche perchè la elevata sensibilità del soppressore significa che le piccole ed inevitabili fluttuazioni di tensione catodica influenzano la distribuzione di corrente tra schermo e anodo.

Per le prove pratiche è stata scelta la *EF*50, che ha un soppressore con moderata sensibilità, ma in pratica è usabile ogni pentodo a r. f. perchè sia accessibile il soppressore. Conviene ricordare che in questi circuiti la valvola può facilmente funzionare con l'intera corrente di catodo attraverso lo schermo e perciò non conviene superare con la tensione di alimentazione i 180 volt. La resistenza catodica è usata per polarizzare automaticamente la griglia soppressore e per la *EF*50 si usano di solito 2000 ohm, sebbene sia conveniente adoperare un potenziometro di 5000 ohm, per avere un controllo continuo dello scostamento di frequenza. Questa resistenza è necessaria anche per portare la corrente statica della valvola al valore stabilito e per evitare il cortocircuito del circuito accordato.

Bobina di accordo. — La bobina di accordo principale deve essere dimensionata in modo che il campo di frequenza ottenibile sia il più grande possibile. Perciò la mutua induzione fra i due avvolgimenti deve essere negativa e tale da diminuire al minimo la induttanza propria. Le capacità parassite di ambedue le bobine devono essere ridotte al minimo cosicchè non si abbiano risonanze spurie ad alta frequenza e la corrente della bobina catodica scorra attraverso la valvola. Pure la capacità tra i due avvolgimenti deve essere piccola, ma ciò non conta se il condensatore di accordo è inserito tra il catodo e la bobina, cioè se le due estremità fredde degli avvolgimenti sono affacciate. In questo modo il condensatore di accordo può essere usato anche come protezione per l'alta tensione e non è necessario curare l'isolamento tra i due avvolgimenti. Se però si usa un condensatore con una sezione a terra, gli avvolgimenti devono essere isolati e per evitare gli effetti capacitivi le connessioni devono essere invertite, così che la mutua induzione diventa positiva.

L'avvolgimento usato per 1 MHz è stato avvolto su un nucleo di polvere di ferro del diametro di mezzo pollice ed ogni avvolgimento ha uno strato di 100 spire di filo smaltato da 0,22 mm. Se non si ha disponibile il nucleo di ferro, la bobina può essere avvolta in aria, ma allora non si ha un elevato scostamento di frequenza perchè la mutua induzione è diminuita.

Avvolgimento per l'inversione di fase. — La seconda valvola può essere sostituita da un autotrasformatore accordato e caricato in modo che lo sfasamento e l'amplificazione rimangano quasi costanti su una larga gamma di frequenza.

L'accordo può essere ottenuo o con permeabilità variabile o con un normale trimmer.

Per una frequenza di 1 MHz sono state avvolte (75 + 25) spire su un diametro di mezzo pollice ed in parallelo è stata posta una resistenza di 1000 ohm.

Le due parti di questo avvolgimento, che possono essere avvolte anche in aria, non devono essere troppo serrate una rispetto all'alra, ma conviene distanziarle di qualche centimetro.

Circuiti d'uscita. — L'uscita da un circuito a due valvole può essere presa convenientemente dalla placca della seconda valvola. Per il circuito ad una sola valvola le cose non sono così semplici e l'uscita dev'essere ad impedenza molto più alta, partendo sempre dalla placca. In ogni caso la parte oscillatrice deve essere racchiusa in una scatola schermata per evitare irradiazioni all'esterno, specialmente delle armoniche.

Per l'allineamento delle medie frequenze di un radioricevitore, il segnale modulato in frequenza ad 1 MHz viene inviato direttamente sulla griglia convertitrice, viene escluso il C.A.V., e l'uscita del diodo rivelatore applicata alle placchette verticali di un oscilloscopio. Le placchette orizzontali dell'oscilloscopio e l'entrata del « wobbulator » sono connesse alla rete a 50 Hz e perciò si ottiene la curva di risposa dell'amplificatore. Quando questo è stato allineato, l'oscillatore può essere connesso all'aereo per tarare lo stadio preselettore. Un vantaggio dell'uso del « wobbulator » ad 1 MHz, piuttosto che a frequenza intermedia è presentato dal fatto che è adatto per qualsiasi ricevitore.

Caratteristiche pratiche. — La fig. 2 rappresenta lo schema coi valori del circuito usante una *EF*50; deviazione di frequenza massima corrispondente al 30 % della fondamentale. Usando due bobine per l'accordo di 15 spire l'una e di un autotrasformatore con 30 + 10 spire, si è potuto ottenere sempre con una *EF*50 uno spazzolamento di 2 MHz su una frequenza centrale di 11,25 MHz. Perciò su questa via, esaltando le armoniche si potrebbe arrivare ad ottenere un « wobbulator » per ricevitori televisivi.

P. G.

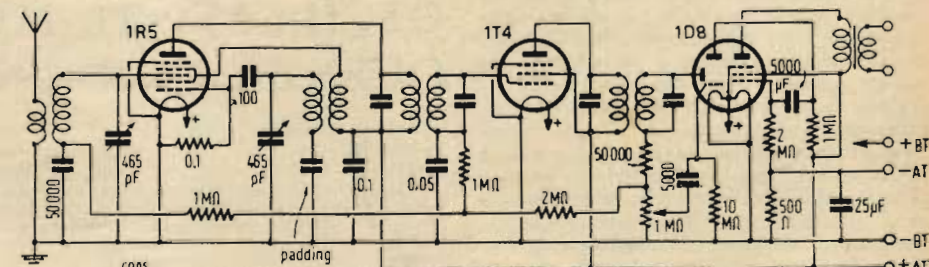
CONSULENZA

EVi 6748 - Sig. An. Bo.

Roma.

Vediamo di esaminare assieme i problemi che Lei pone per la realizzazione del portatile per la Vespa.

Alimentazione: l'accumulatore che Lei possiede non è molto grosso e quindi di limitata autonomia, anche perchè credo non sia possibile ricaricarlo in tampone come avviene nelle auto. Ma è proprio sicuro che sia da 2 e non da 2,4 volt? Cioè al ferro-motore in ambiente aperto come si trova occorrerebbero alcuni watt. e quindi un forte consumo. Se invece usa il ricevitore fermo, durante le scampagnate, allora Le consiglio il classico a batterie, di cui Le accludo lo schema, provato e assai buono come rendimento.

La realizzazione deve essere necessariamente assai solida, di urti ne riceverà certamente durante la marcia, ma può essere montato con pezzi del normale mercato. Le medie frequenze sono a 469 kHz, e per l'al-

(Cons. 6748). — *Assorbimento: filamenti* 1,5 V *a* 0,2 A; *anodica* 45÷67,5 V *a* 7÷10 *mA.*

nichel anzichè al piombo? Me lo fa pensare la copertura esterna in cromo. Ad ogni modo la capacità sarà di circa 1-5 amperora, e poichè il vibratore assorbe nel Suo caso almeno 2,5-3 A, l'autonomia sarà di 4÷6 ore, nel migliore dei casi. Per quanto concerne il completo alimentatore veda se ne trova uno funzionante nei residuati di guerra tedeschi, ve ne sono di ottimi e a poco prezzo. La costruzione completa di uno di essi comporterebbe la risoluzione di molti problemi e dovrebbe essere oggetto di studio particolare, non tanto per il funzionamento, quanto per il silenziamento dei disturbi che porta con sè questo sistema di alimentazione, che varia da caso a caso e secondo l'istallazione fatta.

Per quanto riguarda l'apparecchio, occorre che sia dotato di ottima sensibilità, infatti non è possibile la messa in opera di un'antenna lunga, e quindi, a meno di acrobazie, ritengo la super ottima per il Suo caso. Naturalmente le « miniature » non Le potranno fornire potenze esuberanti, e quindi la ricezione in movimento Le sarà impossibile, perchè per superare il rumore del-ta frequenza un normale gruppo anche a più gamme Le sarà comodo.

Personalmente preferirei l'alimentazione completa a pile, ma se vuole usare il Suo accumulatore lo potrà fare, il costo di esercizio sarà circa il medesimo, in compenso, e lo so per personale esperienza, vi saranno assai meno grane.

Ad ogni modo sul mercato si trovano degli apparecchi pronti per l'uso a cui Lei vuole destinarlo e pertanto può chiedere alla casa costruttrice del moto-scooter qualche indirizzo che qui per ovvie ragioni non Le posso dare.

Dopo la parentesi bellica, dal 1° Luglio il Rag. Romualdo Màngano ha ripreso la direzione dei Servizi Stampa Propaganda e Pubblicità della Magnadyne Radio di Torino.

Per saldare senza acidi
senza paste
disossidanti
Filo autosaldante in lega di stagno
energo
Super
nella elettrotecnica
nella radiotecnica
"ENERGO", via padre g. b. martini 10
tel. 287.166 - milano
Concessionaria per la rivendita Ditta G. GELOSO Viale Brenta, 29 - Telefono 54.183